



DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE

1. Performanțe

MANUAL DE UTILIZARE

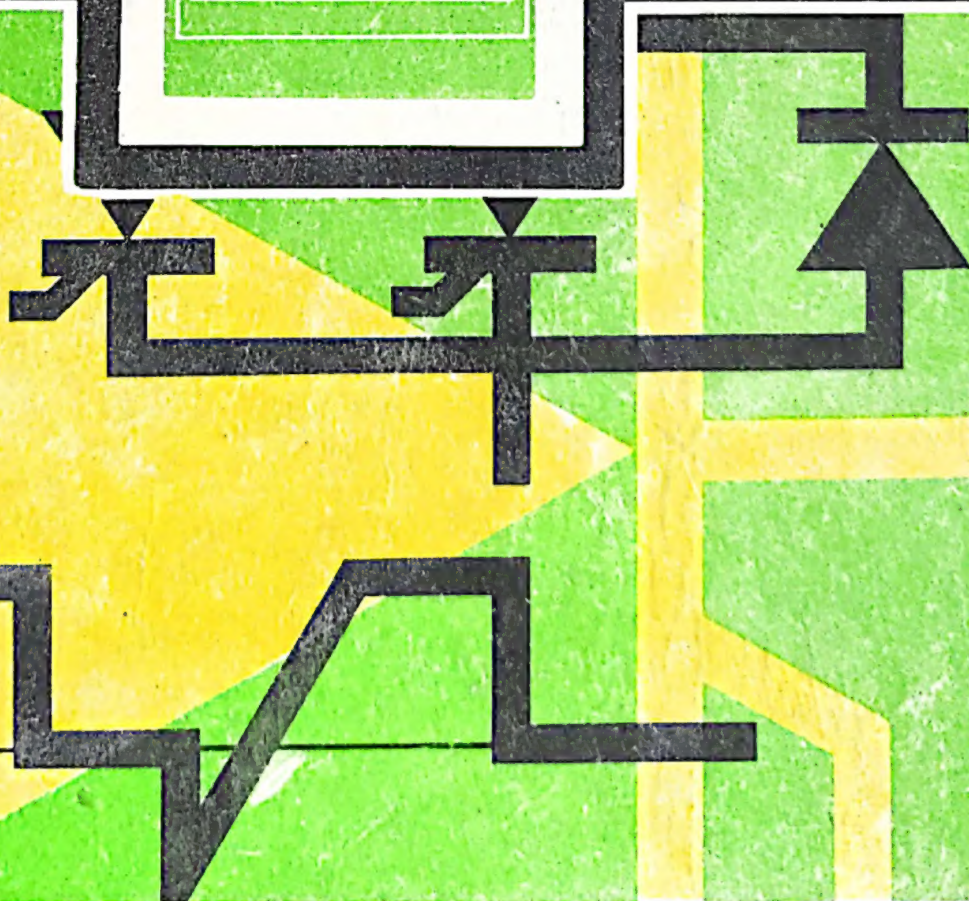
AUTOMATICA

ELECTRONICA

SERIA PRACTICA

INFORMATICA

MANAGEMENT



BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

M. K. Satyr. Conducerea producției. Sisteme de execuție,
V. Crăciunoiu ș.a. Elemente de execuție
A. Vlădescu ș.a. Radioreceptoare
M. Mayer. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație forțată
G. Mollgen. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea
L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cupercarelor industriale
I. Papadache. Automatică aplicată, ediția I și a II-a
Șt. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
V. H. Lisickin. Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei
G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuclly, J. Pignaret, A. Sarazin. Instrumentația electronică în fizica nucleară
T. Homos. Capacitate de producție în construcții de mașini
S. Radu, D. Filoti. Centrale telefonice automate. Sisteme de comutație
R. Stere ș.a. Tranzistoare cu efect de cimp
D. A. Sapiro. Proiectarea radioreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru controlul statistic al calității producției
V. Stanciu ș.a. Tehnica imaginii în cinematografie și televiziune
P. Vezcanu, Șt. Pătrașcu. Măsurarea temperaturii în tehnică
P. Popescu, P. Mihoșdea. Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezcanu. Măsurarea nivelului în tehnică
C. Hidos, P. Isac (coordonatori) Studiul muncii, vol. I—VIII
V. Baltac ș.a. Calculatorul FELIX C-256, Structură și programare
R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrate TTL
Iskikawa Kaoru. Controlul de calitate pentru maștrii
A. M. Buhliarov ș.a. Culegere de probleme de programare
P. Constantinescu. Sisteme informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse
F. S. Buffa. Conducerea modernă a producției, vol. I și II
A. Vălădescu ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare
A. Nadolo. Măsurarea volumului și calității lichidelor în industrie
Ch. Jones. Design. Metode și aplicații
Gh. Pîșău ș.a. Elaborarea și introducerea sistemelor informatice
C. Hidos. Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unitățile economice
A. Vălădescu ș.a. Circuite integrate liniare. Manuale de utilizare, vol. 1, 2, 3 și 4
M. Silișteanu ș.a. Scheme de televizoare, magnetofone, picupuri, vol. 1 și 2, ed. a II-a
D. W. Davies. Rețele de interconectare a calculatoarelor
V. Pescaru ș.a. Fișiere, baze și bănci de date
Gh. Bastiurea ș.a. Comanda numerică a mașinilor-unelte
N. Sprinceană ș.a. Automatizări discrete în industrie. Culegere de probleme
M. Florescu. Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică
S. Călin ș.a. Optimizări în automatizări industriale
S. Maican, Sisteme numerice cu circuite integrate
I. Rîstea ș.a. Manualul muncitorului electronist
M. Simionescu. Proiectarea unitară a circuitelor electronice
C. Clucera. Tehnica măsurătorilor în telecomunicații
P. Nișulescu. Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații
R. Kăpăanu ș.a. Circuite integrate analogice. Catalog
C. Lozneanu ș.a. Casetofone. Depanare. Funcționare
T. Rădulescu ș.a. Centrale telefonice automate
N. Iosif ș.a. Tiristoare și module de putere. Catalog
P. Postelnicu. Sisteme și linii de transmisiuni telefonice
M. Silișteanu, ș.a. Receptoarele TV în culori
M. Bășoiu ș.a. Funcționarea și depanarea TV în culori
Peru Al. Dan ș.a. Diode cu siliciu. Catalog
H. Giuroiu ș.a. CMOS. Manual de utilizare
P. Nișulescu. Echipamente moderne în telefonie

M. BODEA (coordonator)

A. SILARD

E. POPA

P.A. DAN

M. UDREA-SPENEA

N. IOSIF

Gh. BREZEANU

DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE

Manual de utilizare

vol. I: PERFORMANȚE

1. Scopul manualului este de a prezenta caracteristicile de funcționare și performanțele diodelor și tiristoarelor de putere, precum și condițiile de utilizare recomandate.

2. Manualul este destinat inginerilor și tehnicienilor care lucrează în domeniul proiectării și utilizării acestor componente.

3. Manualul prezintă datele necesare pentru dimensionarea și alegerea componentelor de putere.

4. Manualul este structurat în două volume: Vol. I: Performanțe și Vol. II: Condiții de utilizare.

CONTINUT	
1. Scopul manualului	3
2. Structura manualului	4
3. Conținutul manualului	5
4. Condiții de utilizare	6
5. Conținutul manualului	7
6. Conținutul manualului	8
7. Conținutul manualului	9
8. Conținutul manualului	10
9. Conținutul manualului	11
10. Conținutul manualului	12
11. Conținutul manualului	13
12. Conținutul manualului	14
13. Conținutul manualului	15
14. Conținutul manualului	16
15. Conținutul manualului	17
16. Conținutul manualului	18
17. Conținutul manualului	19
18. Conținutul manualului	20
19. Conținutul manualului	21
20. Conținutul manualului	22
21. Conținutul manualului	23
22. Conținutul manualului	24
23. Conținutul manualului	25
24. Conținutul manualului	26
25. Conținutul manualului	27
26. Conținutul manualului	28
27. Conținutul manualului	29
28. Conținutul manualului	30
29. Conținutul manualului	31
30. Conținutul manualului	32
31. Conținutul manualului	33
32. Conținutul manualului	34
33. Conținutul manualului	35
34. Conținutul manualului	36
35. Conținutul manualului	37
36. Conținutul manualului	38
37. Conținutul manualului	39
38. Conținutul manualului	40
39. Conținutul manualului	41
40. Conținutul manualului	42
41. Conținutul manualului	43
42. Conținutul manualului	44
43. Conținutul manualului	45
44. Conținutul manualului	46
45. Conținutul manualului	47
46. Conținutul manualului	48
47. Conținutul manualului	49
48. Conținutul manualului	50
49. Conținutul manualului	51
50. Conținutul manualului	52
51. Conținutul manualului	53
52. Conținutul manualului	54
53. Conținutul manualului	55
54. Conținutul manualului	56
55. Conținutul manualului	57
56. Conținutul manualului	58
57. Conținutul manualului	59
58. Conținutul manualului	60
59. Conținutul manualului	61
60. Conținutul manualului	62
61. Conținutul manualului	63
62. Conținutul manualului	64
63. Conținutul manualului	65
64. Conținutul manualului	66
65. Conținutul manualului	67
66. Conținutul manualului	68
67. Conținutul manualului	69
68. Conținutul manualului	70
69. Conținutul manualului	71
70. Conținutul manualului	72
71. Conținutul manualului	73
72. Conținutul manualului	74
73. Conținutul manualului	75
74. Conținutul manualului	76
75. Conținutul manualului	77
76. Conținutul manualului	78
77. Conținutul manualului	79
78. Conținutul manualului	80
79. Conținutul manualului	81
80. Conținutul manualului	82
81. Conținutul manualului	83
82. Conținutul manualului	84
83. Conținutul manualului	85
84. Conținutul manualului	86
85. Conținutul manualului	87
86. Conținutul manualului	88
87. Conținutul manualului	89
88. Conținutul manualului	90
89. Conținutul manualului	91
90. Conținutul manualului	92
91. Conținutul manualului	93
92. Conținutul manualului	94
93. Conținutul manualului	95
94. Conținutul manualului	96
95. Conținutul manualului	97
96. Conținutul manualului	98
97. Conținutul manualului	99
98. Conținutul manualului	100
99. Conținutul manualului	101
100. Conținutul manualului	102

Cuprins — Volumul I : Performanțe

Prefață	11
Introducere	13
Capitolul 1 — FAMILIILE DE DIODE ȘI TIRISTOARE CARE SE FABRICĂ LA IPRS BĂNEASA	
1.1. Clasificarea diodelor și tiristoarelor de putere produse la IPRS—BĂNEASA	19
1.2. Caracteristicile principale ale diodelor și tiristoarelor de putere produse de IPRS—BĂNEASA	20
Bibliografie	29
Capitolul 2 -- PRINCIPII ALE FUNCȚIONĂRII DIODELOR ȘI TIRISTOARELOR DE PUTERE	
A. DIODE	
2.1. Principii generale de funcționare	30
2.1.1. Considerații generale	30
2.1.2. Caracteristica curent (I) — tensiune (V) ideală	30
2.1.3. Electrostatica joncțiunii pn	33
2.1.4. Joncțiunea pn la polarizare inversă	36
2.1.5. Joncțiunea pn la polarizare directă	39
2.1.6. Străpungerea joncțiunii pn	40
2.1.7. Joncțiuni liniar-gradate și difuzate	43
2.1.8. Comportarea tranzitorie a diodei. Timpi de comutare	44
2.1.9. Puterea disipată în starea de conducție directă	46
2.1.10 Caracteristica (I) — (V) la nivele mari de injecție	47
2.1.11 Schema echivalentă a diodei	48
2.2. Structuri de bază	49
2.2.1. Considerații generale	49
2.2.2. Inele de câmp (gardă)	49
2.2.3. Conturarea mecanică a suprafețelor	50
2.2.4. Conturarea suprafețelor prin corodare	51
2.3. Tipuri de diode	51
2.3.1. Diode redresoare	51
2.3.2. Stabilizatoare de tensiune. Diode Zener	52
2.3.3. Dioda pin	53
2.3.4. Varactoare	55
2.3.5. Varistoare	56
2.3.6. Diode rapide de comutație	57
2.3.7. Diode Schottky de putere	57
B. TIRISTOARE	
2.4. Principii generale de funcționare	62
2.5. Structura $pnpn$ la polarizare în invers	65
2.6. Structura $pnpn$ la blocarea în direct	70
2.7. Structura $pnpn$ în conducție directă	73
2.8. Modalități de amorsare	76
2.8.1. Amorsarea pe poartă	76
2.8.2. Amorsarea cu semnal optic	79
2.8.3. Amorsarea prin breakover	80

2.9.	Amorsări parazite	81
2.9.1.	Amorsarea prin efectul dv/dt	81
2.9.2.	Amorsarea prin efectul creșterii temperaturii	87
2.10.	Efectul di/dt	88
2.10.1.	Esența fenomenului	88
2.10.2.	Modalități de îmbunătățire a capabilității în di/dt	88
2.11.	Modalități de comutare în starea de blocare	93
2.11.1.	Blocarea prin scăderea curentului anodic sub valoarea I_H	93
2.11.2.	Blocarea prin aplicarea tensiunii inverse anod-catod	93
2.11.3.	Blocarea pe poartă	95
2.12.	Comportamentul dinamic al tiristoarelor	96
2.12.1.	Comportamentul dinamic al tiristoarelor la amorsare	96
2.12.2.	Comportamentul dinamic al tiristoarelor la blocare	100
2.13.	Limitări în frecvență și putere	105
2.13.1.	Limita teoretică a frecvenței de lucru	105
2.13.2.	Limitări în putere în regim staționar. Rezistența termică	106
2.13.3.	Limitări în regimul electrotermic tranzitoriu. Impedanța termică	111
2.13.4.	Regimul de suprasarcină	116
2.13.5.	Regimuri recurente și nerecurente. Sumar pentru utilizator	119
2.13.6.	Relația dintre capabilitatea în putere și timpul de blocare t_q	122
2.14.	Modalități de micșorare a timpilor de revenire/blocare	123
2.14.1.	Modalități tehnologice	124
2.14.2.	Modalități de circuit pentru micșorarea timpului de blocare. Tiristoare cu blocare asistată de poartă	128
2.15.	Tipuri de tiristoare	131
2.16.	Tiristoare de comutație pentru frecvențe ridicate	132
2.16.1.	Tiristorul asimetric	133
2.16.2.	Tiristorul cu conducție inversă	135
2.17.	Optotiristorul	137
2.18.	Tiristoare cu blocare pe poartă (GTO)	139
2.19.	Diacul	148
2.20.	Triacul	150
2.21.	Tiristorul cu inducție statică (tiristorul controlat de câmp)	154
2.22.	Tipuri avansate de tiristoare	157
C. DISPOZITIVE AUXILIARE		
2.23.	Diodă electroluminescente (LED)	161
2.24.	Optocuploare	164
2.25.	Tranzistoare unijoncțiune (TUN)	167
2.26.	Tranzistoare unijoncțiune programabile	171
2.27.	Dispozitive auxiliare de comutație cu structura <i>pnpn</i>	173
Bibliografie		
Capitolul 3 – TEHNOLOGIA DE FABRICAȚIE		
3.1.	Procesarea monocristalului de siliciu	180
3.2.	Realizarea structurilor	181
3.2.1.	Formarea straturilor de tip <i>p</i> și <i>n</i>	183
3.2.2.	Realizarea structurilor rapide și de comutație	190
3.2.3.	Realizarea contactelor ohmice pe suprafețele electrozilor principali sau de comandă	191
3.2.4.	Separarea și pasivarea structurilor semiconductoare	192
3.3.	Încapsularea	196
3.4.	Protecțiile chimice	200
3.5.	Sortarea și marcarea	201
Bibliografie		
Capitolul 4 – VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ ȘI VALORI CARACTERISTICE		
4.1.	Semnificații	203
4.1.1.	Documente normative și informative	203
4.1.2.	Sisteme de valori limită absolută	206
4.1.3.	Valori caracteristice	207
4.2.	Sistemul valorilor limită absolută pentru dispozitive semiconductoare de putere	208
4.2.1.	Valori limită absolută mecanice	209
4.2.2.	Valori limită absolută climatice	209

4.2.3.	Valori limită absolută termice	212
4.2.4.	Valori limită absolută electrice	214
4.3.	Caracteristici electrice și termice	228
4.3.1.	Caracteristici electrice în regim de blocare	228
4.3.2.	Caracteristici electrice în regim de conducție	229
4.3.3.	Caracteristici electrice în regim de comutare din blocare în conducție	231
4.3.4.	Caracteristici electrice în regim de comutație din conducție în blocare	234
4.3.5.	Caracteristici electrice în regim de avalanșă (stabilizare)	239
4.3.6.	Caracteristici electrice de poartă	242
4.3.7.	Caracteristici termice	244
4.4.	Caracteristici de fiabilitate	248
4.4.1.	Caracteristici generale de fiabilitate	248
4.4.2.	Proiectarea și asigurarea fiabilității	251
4.4.3.	Programe de selecție	252
4.5.	Mecanisme de defectare	253
4.5.1.	Defectarea la suprasarcini de curent în conducție în direct	254
4.5.2.	Defectarea la suprasarcini de tensiune și suprasarcini de putere în stră-pungere	255
4.5.3.	Defectarea la temperaturi excesive. Ambalarea termică	257
4.5.4.	Oboseala termică. Degradarea contactelor	260
4.5.5.	Degradarea pasivării	261
4.5.6.	Pătrunderea apei	263
4.5.7.	Coroziunea capsulelor	264
4.5.8.	Degradarea elementelor constitutive	264
4.5.9.	Defectarea la solicitări mecanice	265
4.5.10.	Degradarea la radiații	267
4.5.11.	Defectarea la di/dt	268
4.5.12.	Defectarea prin dv/dt la tiristoare	268
4.5.13.	Instabilitatea tensiunii de stabilizare	268
4.6.	Cum se alege un dispozitiv semiconductor de putere	269
4.6.1.	Criterii de alegere	269
4.6.2.	Calculul încărcării în putere	270
4.6.3.	Alegerea capacității de blocare	271
4.6.4.	Calculul încărcării în curent	271
Bibliografie		290

Capitolul 5 — MĂSURAREA ȘI VERIFICAREA CARACTERISTICILOR

5.1.	Verificarea caracteristicilor mecanice	292
5.2.	Verificarea caracteristicilor climatice	293
5.3.	Măsurarea și verificarea caracteristicilor electrice	293
5.3.1.	Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de conducție	294
5.3.2.	Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de blocare și în polarizare inversă	298
5.3.3.	Măsurarea și verificarea caracteristicilor regimului de comutație din blocare în conducție	299
5.3.4.	Măsurarea și verificarea caracteristicilor regimului de comutație din conducție în blocare	301
5.3.5.	Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de avalanșă (stabilizare)	305
5.3.6.	Măsurarea și verificarea caracteristicilor electrice de poartă	308
5.3.7.	Măsurarea caracteristicilor electrice cu trasorul de caracteristici	308
5.4.	Măsurarea caracteristicilor termice	314
5.5.	Verificarea caracteristicilor funcționale și de durabilitate	317
5.5.1.	Încercarea în regim de redresare	318
5.5.2.	Încercarea de oboseală termică	319
5.5.3.	Încercarea de blocare la cald	319
5.5.4.	Încercarea de stocare la cald	319
5.5.5.	Încercarea de funcționare în regim de stabilizare	319
5.5.6.	Încercări de funcționare în circuite speciale de test	320
5.6.	Verificarea fiabilității	320

Cuprins — Volumul II : Aplicații

Capitolul 6 — CONFIGURAȚII TIPICE DE APLICAȚII

- 6.1. Generalități.
 - 6.2. Convertoare cu comutație naturală.
 - 6.2.1. Redresoare cu diode.
 - 6.2.2. Convertoare cu reglaj de fază.
 - 6.2.3. Convertoare cu funcționare în 4 cadrane.
 - 6.2.4. Cicloconvertoare cu modulație de fază.
 - 6.2.5. Cicloconvertoare cu deplasare de fază.
 - 6.3. Variatoare de putere cu comutație naturală.
 - 6.3.1. Variatoare monofazice cu reglarea numărului de perioade de conducție.
 - 6.3.2. Variatoare monofazice cu reglaj de fază.
 - 6.3.3. Variatoare de putere trifazice.
 - 6.3.4. Contactoare statice de c.a.
 - 6.4. Contactoare statice și variatoare de putere cu comutație forțată.
 - 6.4.1. Contactoare statice de curent continuu.
 - 6.4.2. Variatoare de putere cu comutație forțată.
 - 6.5. Invertoare cu comutație forțată.
 - 6.5.1. Invertoare cu alimentare în curent.
 - 6.5.2. Invertoare cu alimentare în tensiune.
 - 6.5.3. Invertoare cu comutație prin sarcină.
- Bibliografie**

Capitolul 7 — PROBLEME CRITICE ÎN UTILIZARE

- 7.1. Influența curentului de comandă asupra caracteristicilor tiristoarelor.
 - 7.1.1. Caracteristicile de poartă ($I_G - V_G$). Forma impulsului de comandă corelată cu aplicația.
 - 7.1.2. Viteza de amorsare. Întirzierea la amorsare.
 - 7.1.3. Funcționarea la (di/dt) mare. Pierderi de putere la amorsare.
 - 7.1.4. Funcționarea pe sarcină inductivă.
 - 7.1.5. Curentul de poartă pe durata blocării în invers.
 - 7.1.6. Curent negativ de comandă. Efectul GAT (Gate-Assisted Turn-off).
 - 7.1.7. Efectul curentului anodic asupra circuitului de poartă.
- 7.2. Stingerea forțată a tiristoarelor.
 - 7.2.1. Sarcina ștocată. Curentul de revenire în invers. Pierderi la dezamorsare.
 - 7.2.2. Influența circuitului extern asupra timpului de stingere. Tiristoare cu diodă în antiparalel.
 - 7.2.3. Metode de stingere forțată.
- 7.3. Probleme specifice funcționării GTO.
 - 7.3.1. Amorsarea GTO. Menținerea impulsului de comandă.
 - 7.3.2. Stingerea GTO.
 - 7.3.3. Circuite de stingere pe poartă.
- 7.4. Conectarea în paralel a tiristoarelor.
 - 7.4.1. Caracteristici dinamice de amorsare. Tensiunea de prag la amorsare ("Finger Voltage").
 - 7.4.2. Distribuția dinamică și statică a curentului.
 - 7.4.3. Metode de echilibrare a curenților.
- 7.5. Conectarea în serie a tiristoarelor.
 - 7.5.1. Efectul împrăstierii curenților de blocare asupra distribuției statice de tensiune.

- 7.5.2. Efectul întârzierii la amorsare și al sarcinii stocate asupra distribuției dinamice de tensiune.
- 7.5.3. Metode de egalizare statică și dinamică a tensiunilor.
- 7.6. Protecția la supratensiuni.
 - 7.6.1. Generarea supratensiunilor în circuitele cu tiristoare.
 - 7.6.2. Circuite de protecție la supratensiuni. Protecția individuală și globală.
 - 7.6.3. Limitarea pantei de creștere a tensiunii de blocare.
 - 7.6.4. Dispozitive de protecție la supratensiuni. Limite de utilizare.
- 7.7. Protecția la supracurent.
 - 7.7.1. Protecția la supracurent de durată, previzibil.
 - 7.7.2. Protecția la scurtcircuit.
- 7.8. Răcirea dispozitivelor semiconductoare de putere.
 - 7.8.1. Metode și sisteme de răcire. Răcirea unilaterală și bilaterală.
 - 7.8.2. Răcirea cu aer. Tuburi termice.
 - 7.8.3. Răcirea cu lichid.
 - 7.8.4. Alegerea sistemului optim de răcire pentru o aplicație dată.
 - 7.8.5. Calculul răcirii în diverse regimuri de funcționare.
- 7.9. Montarea pe radiator a dispozitivelor semiconductoare de putere.
 - 7.9.1. Montarea componentelor de medie putere.
 - 7.9.2. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu șurub.
 - 7.9.3. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu baza plată.
 - 7.9.4. Montarea componentelor încapsulate în capsulă disc.

Bibliografie

Capitolul 8 — CIRCUITE DE COMANDĂ PE POARTĂ

- 8.1. Funcțiunile circuitelor de comandă.
- 8.2. Circuite discrete pentru comanda tiristoarelor și triacelor.
- 8.3. Circuite de comandă pentru tiristoarele cu blocare pe poartă (GTO).
 - 8.3.1. Introducere.
 - 8.3.2. Exemple de circuite de comandă.
- 8.4. Circuite integrate pentru comanda tiristoarelor și triacelor.
 - 8.4.1. Introducere.
 - 8.4.2. $\beta U 217$ — Circuit pentru comanda prin zero a triacelor.
 - 8.4.3. $\beta L 120$ — Circuit pentru comanda în fază a triacelor/tiristoarelor.
 - 8.4.4. $\beta L 121$ — Circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor.
 - 8.4.5. $TDA 1085$ — Procesor bipolar pentru controlul turăției — motoarelor de c.a.
 - 8.4.6. $\beta AA 145$ — Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor.
- 8.5. Sistem de comandă și reglare tip $SCR-F-01$

Bibliografie

Capitolul 9 — MODULE

- 9.1. Definirea și componența unui modul.
- 9.2. Clasificarea modulelor.
- 9.3. Module de medie putere.
 - 9.3.1. Sisteme de evacuare a căldurii pentru modulele de medie putere.
 - 9.3.2. Sisteme de protecție la suprasarcini.
 - 9.3.3. Sisteme de comandă.
 - 9.3.4. Diode și tiristoare montate pe radiator placă.
 - 9.3.5. Module de medie putere cu radiator de tip U .
 - 9.3.6. Module de medie putere cu radiatoare A60 sau A80.
 - 9.3.7. Module de medie putere cu radiatoare de tip KNF .
 - 9.3.8. Module de medie putere cu punct median.
 - 9.3.9. Punți redresoare monofazate de medie putere.
 - 9.3.10. Punți redresoare trifazice pentru alternatoare.
 - 9.3.11. Ansambluri diode de excitație pentru alternatoare auto.
- 9.4. Module de putere compacte.
- 9.5. Module de mare putere.

Bibliografie

Anexa 1

Anexa 2

Anexa 3

Index de noțiuni

PREFATĂ

Folosirea la performanțe tot mai ridicate și în condiții de fiabilitate crescută a diodelor și tiristoarelor de putere în echipamentele moderne impune cunoașterea aprofundată a caracteristicilor și problemelor specifice de utilizare ale acestora.

Manualul de față se constituie într-un îndrumar necesar și util pentru cei implicați în proiectarea, producerea și exploatarea echipamentelor și instalațiilor dotate cu diode și tiristoare de putere.

Manualul de utilizare de diode și tiristoare de putere este structurat în două volume: (I) Performanțe și (II) Aplicații.

Capitolul 1 își propune să ofere utilizatorului un ghid sintetic asupra tipurilor de diode și tiristoare de putere fabricate la IPRS-BĂNEASA, absolut necesar în stabilirea unor opțiuni fie pentru introducerea unor componente într-un nou proiect, fie pentru echivalarea unor componente etc.

Materialul prezentat în acest capitol dă și o imagine atât asupra nivelului ridicat al performanțelor cât și asupra competitivității diodelor și tiristoarelor de putere fabricate de IPRS-BĂNEASA.

În capitolul 2 se trec în revistă principiile funcționării diodelor și tiristoarelor de putere. Tratarea urmărește — într-un mod accesibil, eliberat de constrângeri teoretice excesive — punerea în evidență a fenomenelor fizice majore care stau la baza funcționării și a legăturii lor cu parametrii din foaia de catalog, legătură cu un puternic caracter biunivoc.

Capitolul 3 permite cititorului să arunce o privire asupra tehnologiei de fabricație. Domeniu de mare specializare, tehnologia de fabricație a componentelor semiconductoare este totodată și un loc al concentrării unor remarcabile eforturi științifice și tehnice din variate domenii, avînd un puternic caracter interdisciplinar. Acest capitol dă o imagine desigur simplificată, dar redusă la esență, a eforturilor extraordinare pe care le acoperă cu umbra ei o „banală” specificație de catalog.

Valorile limită absolută și valorile caracteristice fac obiectul capitolului 4. Un accent deosebit s-a pus în acest capitol pe mecanismele de defectare, deoarece înțelegerea acestor mecanisme constituie pentru orice utilizator o etapă esențială în folosirea unui dispozitiv semiconductor și o premisă a stabilirii dialogului cu fabricantul. În încheierea capitolului se prezintă câteva din problemele de care trebuie să țină seama fiecare utilizator atunci cînd pentru o aplicație dată își alege un dispozitiv semiconductor de putere.

Volumul I se încheie cu capitolul 5, consacrat descrierii metodelor și principiilor de măsurare și verificare a caracteristicilor. Din nou trebuie remarcat faptul că numai prin cunoașterea acestor principii și metode datele de catalog capătă o semnificație reală. Dată fiind relativa simplitate a metodelor descrise în acest capitol cititorul nu trebuie să rămînă cu ideea că ele epuizează problema testării dispozitivelor semiconductoare de putere, testare care se realizează în linia de fabricație pe instalații specifice, automate, de mare productivitate.

Materialul prezentat în capitolele 4 și 5 constituie minimul necesar pentru o utilizare rațională și eficientă a unui dispozitiv semiconductor de putere.

Volumul II se deschide cu o prezentare cu un caracter tutorial a configurațiilor tipice de aplicații (capitolul 6) în care își găsesc utilizarea diodele și tiristoarele de putere.

Capitolul 7 — Probleme critice în utilizare — este un rezultat (mai neobișnuit, dar nu neașteptat) care integrează experiența de asistență tehnică practică curent la IPRS-BĂNEASA.

În capitolul 8 se abordează problema circuitelor de comandă pe poartă. În afara descrierii unor circuite discrete tipice, o pondere însemnată este acordată familiei de circuite integrate specializate pentru comanda tiristoarelor și triacelor produsă de IPRS-BĂNEASA.

Capitolul 9 prezintă performanțele și caracteristicile modulelor de putere, fabricate de IPRS-BĂNEASA, module care constituie fără nici o îndoială o soluție performantă tehnic și eficientă economic.

Acest manual de utilizare este rezultatul efortului unui colectiv de autori, specialiști de la IPRS-BĂNEASA și cadre didactice de la Institutul Politehnic București, care au interacționat puternic în vederea sistematizării și încheșării unui mare volum de informații actuale, de încredere, minuțios verificate.

Apariția acestui manual de utilizare marchează atingerea unui nivel de dezvoltare a producției de dispozitive semiconductoare de putere caracterizat prin competitivitate, performanță și deschidere spre nou.

Autorii speră ca această lucrare să se înscrie ca o nouă etapă în dialogul devenit tradițional între producătorii și utilizatorii de componente electronice și țin să mulțumească Editurii Tehnice pentru permanenta preocupare de a încuraja și de a dezvolta acest dialog.

31 martie 1989

AUTORII

În acest manual s-a pus în evidență faptul că dezvoltarea și perfecționarea dispozitivelor semiconductor de putere este un proces continuu, care necesită o colaborare strânsă între producători și utilizatori. În acest context, manualul de utilizare reprezintă un instrument esențial pentru asigurarea unei utilizări corecte și eficiente a dispozitivelor semiconductor de putere. Manualul este structurat în două volume, primul prezentând caracteristicile și performanțele modulelor de putere, iar al doilea prezentând aplicații practice și soluții tehnice. Autorii speră ca acest manual să contribuie la creșterea nivelului de cunoaștere și la îmbunătățirea calității produselor semiconductor de putere.

Dacă producerea în cantități suficiente a energiei este cheia de boltă a dezvoltării economice moderne, prelucrarea și transformarea energiei electrice în cadrul nenumăratelor aplicații diferite reprezintă o problemă de importanță nu mai puțin recunoscută. Confrunțați cu dubla criză a energiei și a materiilor prime, oamenii s-au străduit să construiască instalații cât mai compacte și să piardă cât mai puțină energie în procesul de prelucrare. Suplețea și simplitatea sistemelor automate conduse prin mijloace de calcul electronic au determinat dezvoltarea unor generații de convertoare cu densitatea de putere* a energiei electrice prelucrate în continuă creștere. A urmat, firese, eliminarea treptată a sistemelor greoaie de acționare, construite cu relee și contactoare electromecanice, reostate și autotransformatoare, tiratroane și redresoare cu arc în vapori de mercur ș.a. În locul lor s-au dezvoltat convertoare statice cu diode, tiristoare și tranzistoare de putere, ale căror performanțe fac posibilă o uriașă gamă de aplicații, de la transmiterea în curent continuu a energiei electrice la mari distanțe până la acționarea roboților.

Lucrarea de față își propune să facă cunoscute performanțele și limitările în utilizare ale diodelor și tiristoarelor de putere, insistând asupra celor de fabricație românească. În mai multe capitole sînt prezentate acele aplicații pe care autorii le-au realizat și le consideră semnificative pentru folosirea corectă a dispozitivelor semiconductoare de putere în cele mai diferite situații.

Tiristorul, elementul cheie al acționărilor moderne, a fost inventat în anul 1955 de către John Moll în laboratoarele Bell Telephone din S.U.A. El a pătruns în industrie abia 10 ani mai târziu, cînd dezvoltarea extraordinară a tehnologiilor pe siliciu a permis obținerea de valori convenabile pentru raportul performanță/cost. În continuare, în timp ce numărul producătorilor a crescut continuu pentru a satisface nevoia de tiristoare și diode de putere, în laboratoare s-au „împins” tot mai departe performanțele statice și dinamice. În figura I este reprezentată, spre exemplificare, evoluția în timp a puterii de comutație (P_s), a tensiunii de blocare (V_{DRM}) și a diametrului structurii (Φ_{st}) pentru tiristoarele de mare putere. Rafinarea tehnicilor de creștere a monocristalelor de siliciu spre diametre și grade de perfecțiune care păreau incredibile în urmă cu 15—20 ani, descoperiri atât de remarcabile cum este impurificarea controlată prin transmutație nucleară, au ridicat foarte sus și foarte repede nivelul performanțelor. Dispozitivele semiconductoare de putere acoperă un evantai larg de caracteristici și — implicit — destinații funcționale. Pentru exemplificare se prezintă domeniile specifice de utilizare pentru dispozi-

* Puterea maximă a convertorului raportată la greutatea acestuia (kW/kg).

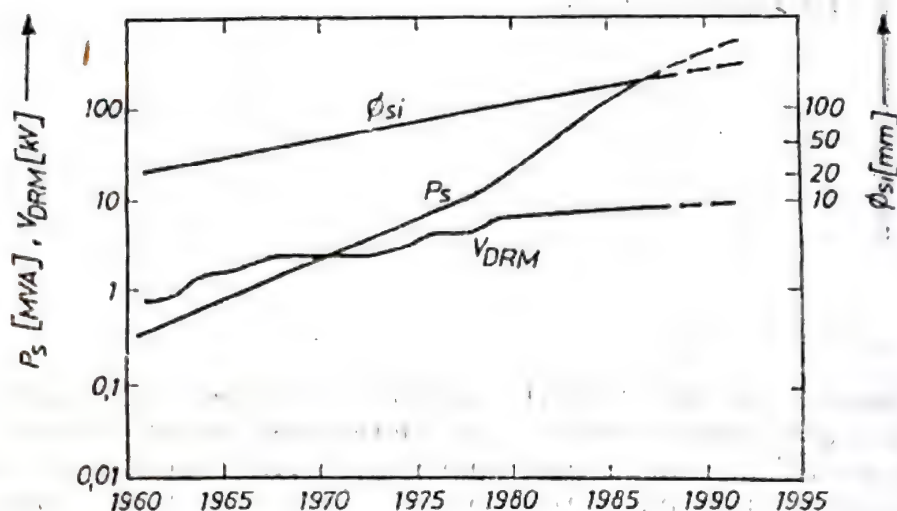


Fig. 1. Evoluția istorică a puterii de comutație (P_s), a tensiunii de blocare (V_{DRM}) și a diametrului structurii (ϕ_{si}) pentru tiristoare de mare putere.

tivele rapide comandate (figura II), și pentru diodele rapide realizate în trei tehnologii diferite (figura III).

În țara noastră, primele preocupări în domeniul semiconductoarelor de putere au apărut în laboratoarele ICPE. Între anii 1965 și 1970 s-au realizat prin tehnologie proprie la IPRS-BĂNEASA primele diode de putere din siliciu, de 50 A. În anul 1970 s-a înființat secția de diode a cărei producție a început cu patru familii de diode de putere, având curenți de conducție cuprinși între 1 A și 350 A, iar tensiunile de blocare pînă la 1600 V. În anul 1975 s-a început fabricația primelor tiristoare, având curenți de conducție pînă la 200 A și tensiuni de blocare pînă la 1200 V.

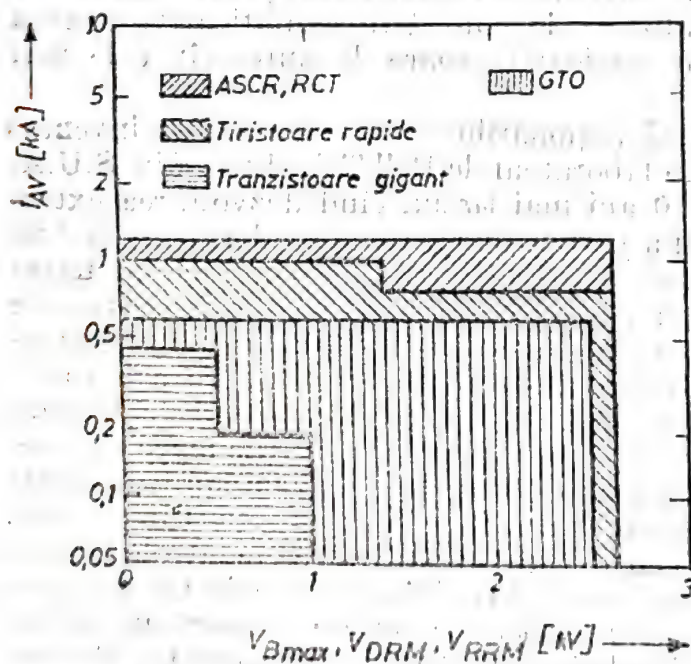


Fig. 11. Domeniile specifice de utilizare în curent mediu (I_{av}) și tensiune de blocare (V_{Bmax} , V_{DRM} , V_{RRM}) pentru dispozitivele rapide comandate.

În cei peste 18 ani de existență Secția 2300 — Diode și tiristoare, din IPRS-BĂNEASA, și-a diversificat rapid producția acoperind astăzi o gamă completă de dispozitive între 1 A și 1600 A, cu tensiuni de blocare

depășind 3000 V. În paralel cu eforturile de modernizare a tehnologiilor dispozitivelor semiconductoare, s-a format și un puternic grup de aplicații, caracterizare și fiabilitate. Astfel, cunoașterea comportării în funcționare se face pe drumul cel mai scurt, iar mobilitatea în fața utilizatorilor este maximă.

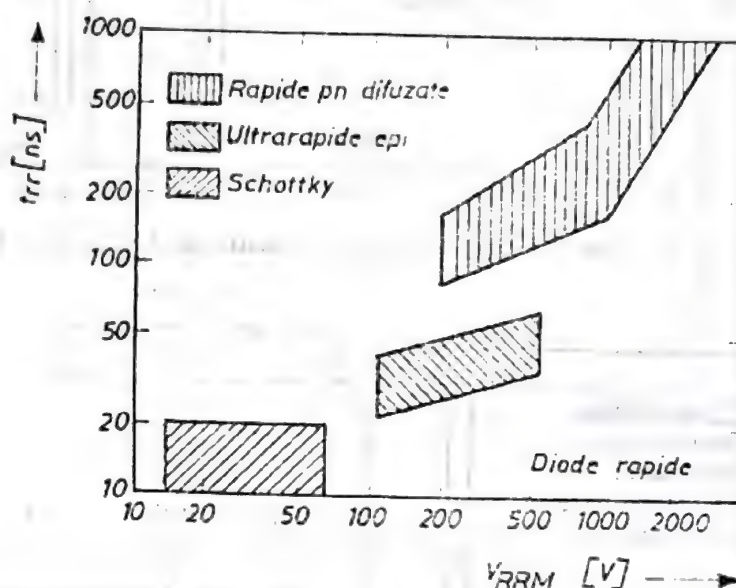


Fig. III. Domeniile specifice de utilizare privind timpul de comutare (t_{rr}) și tensiunea inversă de blocare (V_{RRM}) pentru diode rapide difuzate, diode ultrarapide epitaxiale și diode Schottky de putere.

Dezvoltarea în continuare a fabricației de diode și tiristoare are în vedere următoarele direcții principale: a) ameliorarea performanțelor și fiabilității dispozitivelor existente; b) extinderea gamei caracteristicilor tehnico-funcționale; c) promovarea ansamblurilor modulare cu diode și tiristoare.

Dinamica producției IPRS-BĂNEASA în domeniul diodelor și tiristoarelor de putere este ilustrată în figurile IV—VI. Evoluția performan-

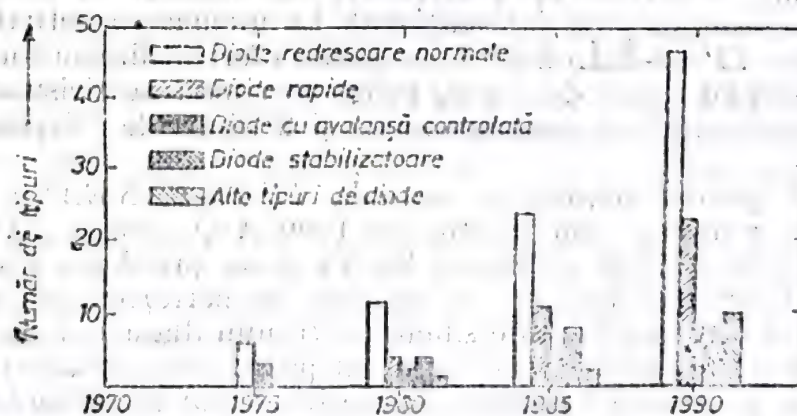


Fig. IV. Dinamica producției de diode de putere în IPRS-BĂNEASA.

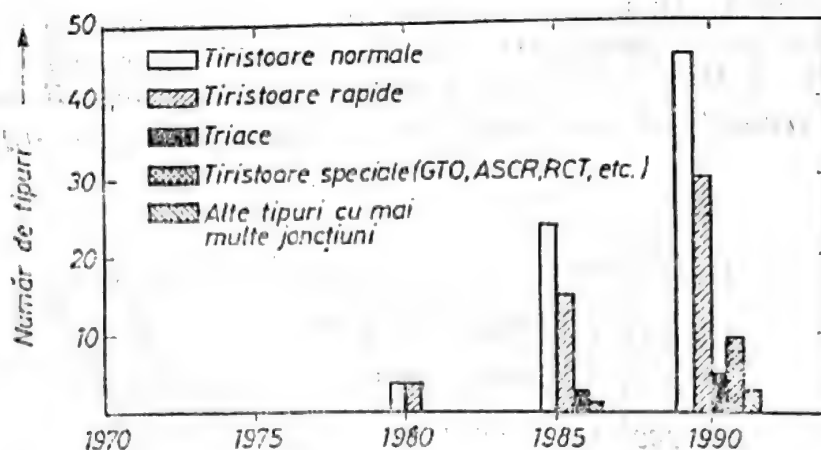


Fig. V. Dinamica producției de tiristoare în IPRS-BĂNEASA.

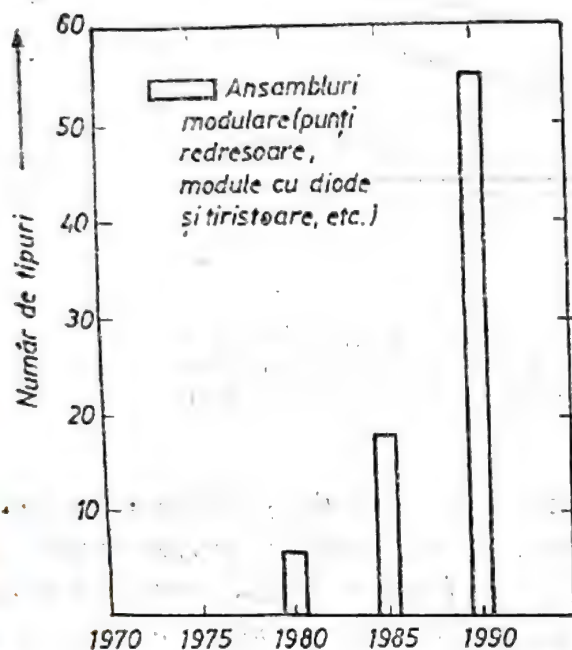


Fig. VI. Dinamica producției de ansambluri modulare nedemontabile (compacte) în IPRS-BĂNEASA.

țelor maxime este prezentată în figurile VII și VIII. Este evidentă tendința de diversificare în scopul satisfacerii întregului spectru de funcții și performanțe solicitate de beneficiari, cu respectarea standardizării și tipizării practicate pe plan internațional. La încheierea actualului program de dezvoltare IPRS-BĂNEASA va putea oferi utilizatorilor de dispozitive de putere 90 tipuri de diode, peste 90 tipuri de tiristoare, 55 tipuri de ansambluri modulare nedemontabile și 3 tipuri de dispozitive de protecție.

Ca vîrf pentru tehnologia actuală IPRS-BĂNEASA își propune realizarea în viitor a unui tiristor de 1500 A și 3600 V. Atît realizarea acestui dispozitiv cît și utilizarea lui va pune probleme deosebite. Tehnologia de fabricație trebuie să ajungă la performanța de a nu avea nici un defect pe o plachetă de siliciu de 76 mm diametru. În același timp trebuie remarcat faptul că un singur dispozitiv va cîntări 1,5 kg, manipularea lui în procesul de producție necesitînd inovații tehnologice majore. La beneficiar vor trebui rezolvate problemele legate de evacuarea puterii disipate de aproximativ 3 kW din fiecare dispozitiv. În legătură cu acest

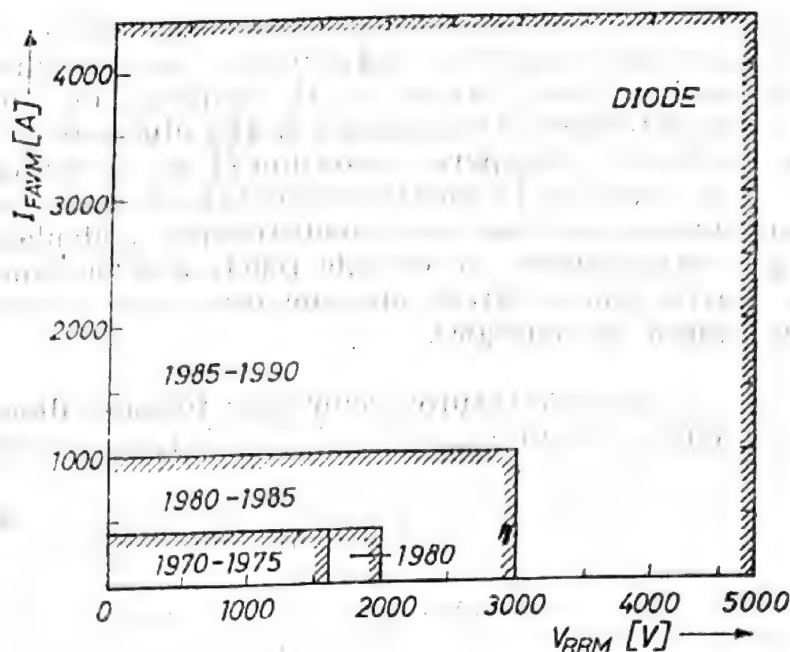


Fig. VII. Evoluția performanțelor maxime ale diodelor în IPRS-BĂNEASA.

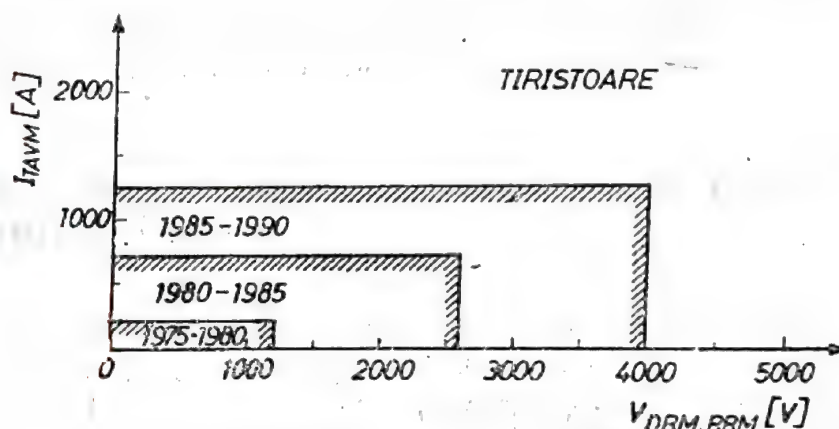


Fig. VIII. Evoluția performanțelor maxime ale tiristoarelor realizate la IPRS-BĂNEASA.

tiristor mai trebuie făcută o observație: puterea pe care el o va putea controla este de ordinul a 2 MW! Cu alte cuvinte, pentru a controla întreaga putere consumată în țară ar fi necesare doar câteva mii de astfel de tiristoare.

Aplicațiile dispozitivelor semiconductoare la care se referă această lucrare cuprind un domeniu foarte vast: de la electronica de larg consum (diode și punți redresoare pentru receptoare radio și TV, precum și autoturisme), până la electronica și electrotehnica profesională de mare putere (diode și tiristoare gigant, utilizate la tracțiune, foraj, centrale electrice, cuptoare electrice, instalații de sudură, galvanizare etc.). Printre principalele aplicații specifice ale diodelor și tiristoarelor de putere se numără:

a) surse de alimentare cu tensiune continuă, b) punți redresoare de mare

putere, comandate sau necomandate, pentru acționarea motoarelor de curent continuu (foraj, tracțiune) sau pentru surse de curenți tari (galvanizare, încălzire rezistivă); e) acționări complexe, de curent continuu și alternativ (mașini-unelte automate, roboți industriali); d) variatoare de tensiune continuă—choppere (tracțiune); e) invertoare (cuptoare de încălzire prin inducție, la medie frecvență); f) convertoare de frecvență pentru sursele de alimentare neîntreruptă (calculatoare, tehnică medicală); g) compensatoare de energie reactivă și sisteme de excitație și protecție pentru generatoarele sincrone din centralele electrice (optimizarea consumului de energie).

Lucrarea se adresează tuturor celor care folosesc diode și tiristoare precum și studenților facultăților de electronică, automatică și electrotehnică.

1. Familii de diode și tiristoare de putere care se fabrică la IPRS-BĂNEASA

Toate tipurile de diode și tiristoare de putere din producția actuală a IPRS-BĂNEASA sînt descrise în detaliu în lucrările din seria β : „Tiristoare și module de putere — Catalog” (Editura Tehnică, 1984), „Diode cu siliciu — Catalog” (Editura Tehnică, 1986), precum și în cataloagele condensate, prospectele și pliantele apărute ulterior.

În cele ce urmează se face o prezentare generală a familiilor mari de diode și tiristoare de putere, cu punerea în evidență a unor elemente caracteristice, a căror cunoaștere permite utilizatorului o mai bună orientare în nomenclatorul atît de bogat al produselor IPRS-BĂNEASA. Sînt menționate, de asemenea, produsele noi aflate în fazele de cercetare-dezvoltare, împreună cu unele date preliminare. Acestea sînt utile pentru dialogul indispensabil atît beneficiarilor cît și producătorilor, în vederea punerii de acord a punctelor de vedere despre viitor, în raport cu necesitățile unora și posibilitățile practice ale celorlalți.

1.1. Clasificarea diodelor și tiristoarelor de putere produse de IPRS-BĂNEASA

• O clasificare, primară și foarte aproximativă ca delimitare, se poate face în raport cu *puterea disipată de diode și tiristoare în funcționare* (vezi figura 1.1):

- (a) dispozitive de mică putere (pînă la 5...10 W);
- (b) dispozitive de medie putere (pînă la 50...100 W);
- (c) dispozitive de mare putere (peste 100 W).

Acest criteriu, aparent strict convențional, are totuși meritul de a grupa în fiecare categorie o serie de elemente comune esențiale: tehnologia de fabricație, construcția propriu-zisă, valorile parametrilor electrice și termici, aspectele specifice în utilizare. Diversitatea produselor se bazează pe alegerea materialului inițial (monocristalul de siliciu), dimensionarea

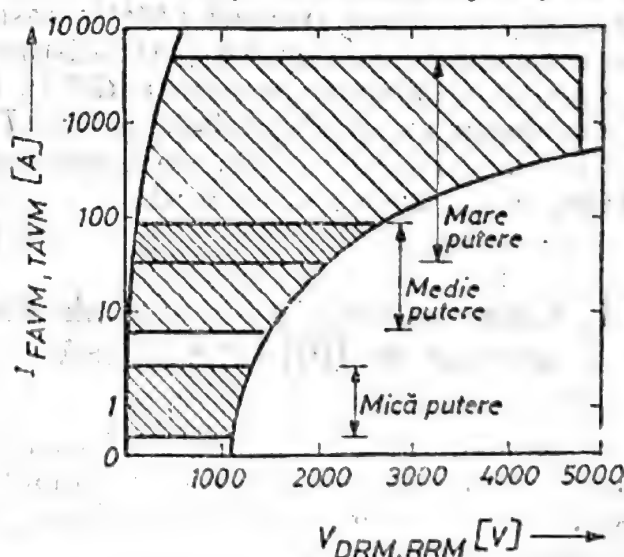


Fig. 1.1. Delimitarea aproximativă a domeniului de curenți de conducție și tensiuni de blocare pentru diodele și tiristoarele de mică, medie și mare putere din fabricația IPRS-BĂNEASA.

structurii semiconductoare, opțiunea pentru o capsulă adecvată și adoptarea soluțiilor de realizare tehnologică.

- Un alt criteriu de clasificare se referă la *tipul de capsulă* utilizat. Cea mai mare parte a diodelor și tiristoarelor de putere se realizează în varianta discretă (un singur dispozitiv într-o capsulă). Capsulele utilizate sînt de tip metal-ceramică, metal-sticlă sau metal-plastic, în funcție de dielectricul care izolează electrozii metalici ai capsulei, asigurînd și etanșitatea acesteia. În comparație cu capsulele bazate pe material plastic, capsulele cu ceramică sau sticlă au, în general, o comportare superioară în condiții de exploatare mai grele, fiind recomandate mai ales în aplicații profesionale cu solicitări deosebite în funcționare.

O tendință modernă de reducere a gabaritelor și costurilor unor montaje tipice standard constă în realizarea într-o capsulă unică a unor ansambluri modulare cu mai multe diode și/sau tiristoare (module compacte cu diode și tiristoare, punți redresoare ș.a.). Acestea sînt în cele mai multe cazuri nedemontabile, constituind — în definitiv — niște circuite hibride mai simple.

În fine, în scopul preluării economice a unor atribuții ale utilizatorului, producătorul de componente oferă și ansambluri demontabile cu caracter mai complex (cum ar fi punțile industriale de mare putere). Uneori, montarea la producător a unor astfel de ansambluri demontabile este obligatorie pentru conservarea performanțelor de dispozitiv garantate (de exemplu în cazul ansamblurilor de răcire pentru capsule disc, a căror strîngere controlată pe radiator impune precauții deosebite).

- Clasificarea *funcțională* a diodelor și tiristoarelor de putere ține cont de *destinația operațională* specifică a acestora. Astfel, diodele și tiristoarele **normale** sînt utilizate la frecvențe de lucru joase. Pentru frecvențe mai ridicate se recomandă diodele și tiristoarele **rapide**. În comutație sînt folosite diodele **ultrarapide** și diodele **Schottky**. Diodele **Zener** sînt destinate pentru stabilizarea tensiunii. Protecția împotriva unor supratensiuni accidentale în blocare se poate asigura cu ajutorul diodelor cu **avalanșă controlată**, diodelor **supresoare**, dispozitivelor de protecție cu **patru straturi (BOD)**, respectiv **varistoarelor**. Pentru anumite aplicații se dezvoltă clase distincte de tiristoare speciale: **triace**, tiristoare cu **stingere pe poartă (GTO)**, tiristoare **asimetrice (ASCR)** sau cu **conducție în polarizare inversă (RCT)**. În fine, se fabrică și alte dispozitive cu straturi multiple, asemănătoare din punct de vedere tehnologic: **diace**, diode de referință în direct.

1.2. Caracteristicile principale ale diodelor și tiristoarelor de putere produse de IPRS-BĂNEASA

Diodele de mică putere au formă cilindrică și terminale axiale. Ambalate în bandă, pot fi preluate și montate pe cablaj cu mașini automate. Se utilizează în general fără radiator, conexiunea preluînd rolul esențial în disipația termică.

Diodele de medie putere, ca și tiristoarele de mică și medie putere necesită montarea pe radiator (prin înșurubare, presare sau strîngere) în scopul utilizării lor la capacitate maximă.

Puterile mari disipate în funcționare ca și folosirea în echipamente supuse unor solicitări deosebite (foraj, tracțiune feroviară, metalurgie etc.) ridică pentru dispozitivele de mare putere probleme constructive speciale. Evacuarea căldurii pentru menținerea structurii semiconductoare în limitele de temperatură prescrise reprezintă dificultatea esențială. În consecință se acordă atenție maximă contactelor ferme în lanțul: structură—capsulă—radiator, precum și proiectării atente a echipamentului, pentru evitarea supraîncălzirilor. Se remarcă prezența a două soluții constructive: a) capsule cu răcire pe o singură față; b) capsule cu răcire pe ambele fețe (disc). Capsulele disc permit o mai bună exploatare a elementului semiconductor prin evacuarea căldurii pe o suprafață dublă în raport cu răcirea pe o singură față. O problemă specifică suplimentară, legată de costul ridicat al dispozitivelor de mare putere și al echipamentelor în care funcționează acestea, constă în abordarea unor măsuri adecvate de protecție împotriva semnalelor electrice parazite inevitabile, care pot conduce la distrugerea dispozitivului.

Punțile redresoare monofazate sînt încapsulate în plastic și se utilizează fără radiator (pînă la 4 A) sau cu radiator (peste 4 A). Diodele din punte sînt izolate electric de exteriorul capsulei. Punțile redresoare trifazate destinate aplicațiilor auto prezintă soluții constructive adaptate geometriei impuse de forma și gabaritul alternatorului. Aceste ansambluri sînt supuse unor condiții dificile de răcire și ciclare termică, ceea ce a presupus adoptarea unor soluții tehnice deosebite pentru optimizarea disipației termice și creșterea rezistenței la „oboseală termică”. În ultima vreme în locașul strîmt al alternatorului se montează, împreună cu puntea redresoare propriu-zisă, un mic ansamblu pentru alimentarea înfășurării de excitație (de exemplu 4PT2), și eventual chiar regulatorul electronic al curentului de încărcare. Punțile auto pot fi utilizate și în montaje obișnuite de redresare trifazică, cu condiția respectării limitelor corespunzătoare la încărcarea în curent.

Necesitatea răcirii diodelor și tiristoarelor de putere prin convecție naturală sau forțată a condus la elaborarea unei game variate de radiatoare, cele mai multe fiind profile de aluminiu. Neajunsul principal îl reprezintă dimensiunile mari ale ansamblului dispozitiv-radiator. Spre exemplu, montarea în antiparalel a două tiristoare de tip T63N pe radiatoare KNF are un volum de 880 cm³. Problema s-ar rezolva mai simplu fixînd ambele tiristoare pe același radiator, dar izolarea lor electrică împiedică acest lucru. Construcția modulelor compacte dă un răspuns ideal celor arătate mai sus prin montarea în aceeași capsulă a două structuri conectate anod-catod și izolate electric de radiator. Modulele sînt fixate pe un singur radiator, cu înjumătățirea gabaritului și consumului de aluminiu pentru radiatoare.

Prin asamblarea diodelor și tiristoarelor de putere în montaje de redresare sau acționare la cererea beneficiarilor, IPRS-BĂNEASA s-a înscris între marii consumatori ai propriilor sale produse. Valorificarea superioară a acestora nu este singurul avantaj. Cunoașterea problemelor din „tabăra” utilizatorilor și reacția cea mai rapidă posibilă pe bucla structură semiconductoare — dispozitiv montat — utilizator sînt tot atîtea argumente în favoarea unui consum intern de astfel de produse.

O primă imagine asupra performanțelor diodelor și tiristoarelor de putere produse sau aflate în pregătire la IPRS-BĂNEASA este prezentată în figurile 1.2 și 1.3. Se remarcă acoperirea aproape completă a unei

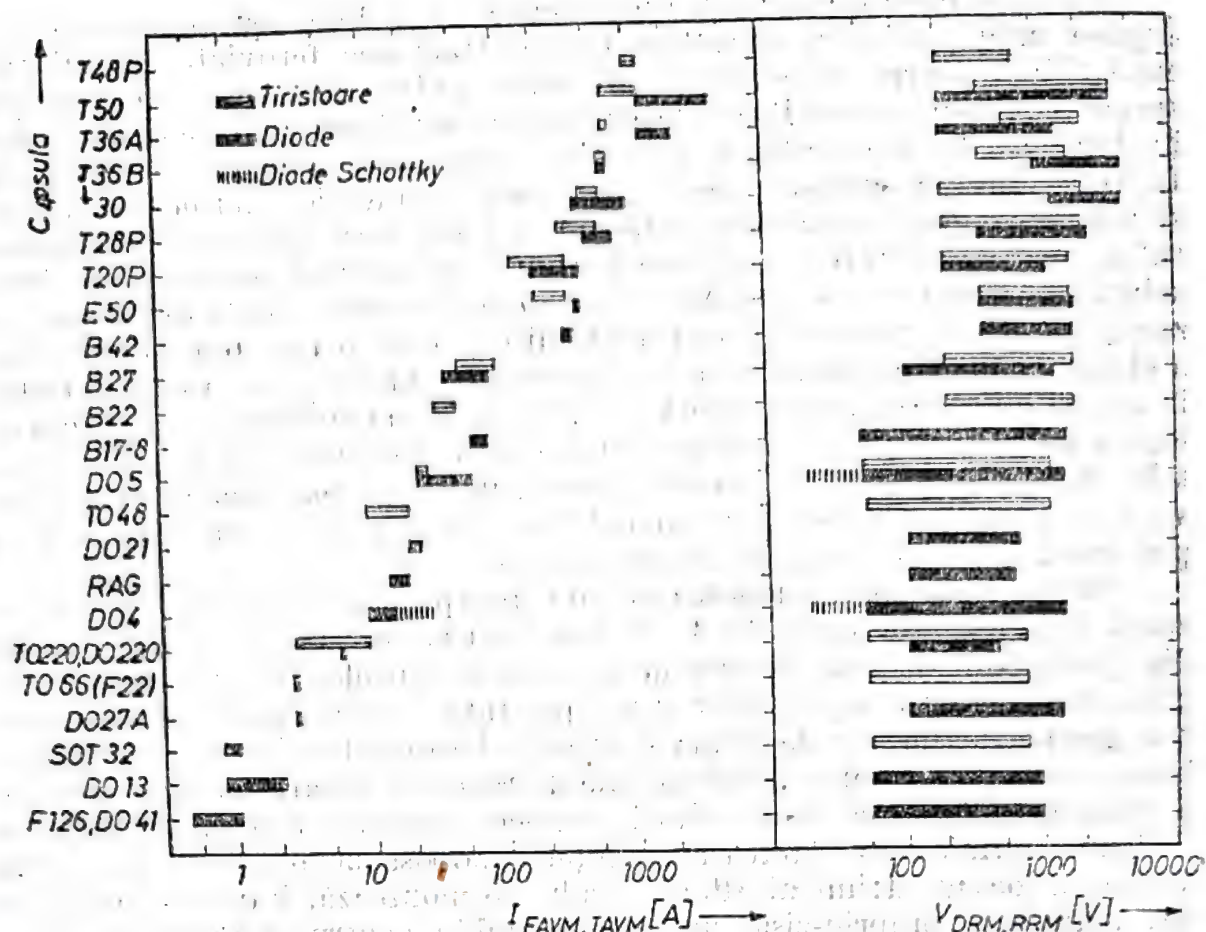


Fig. 1.2. Gamele de curenți de conducție și tensiuni de blocare ale diodelor și tiristoarelor fabricate în IPRS-BĂNEASA, în funcție de capsulele utilizate.

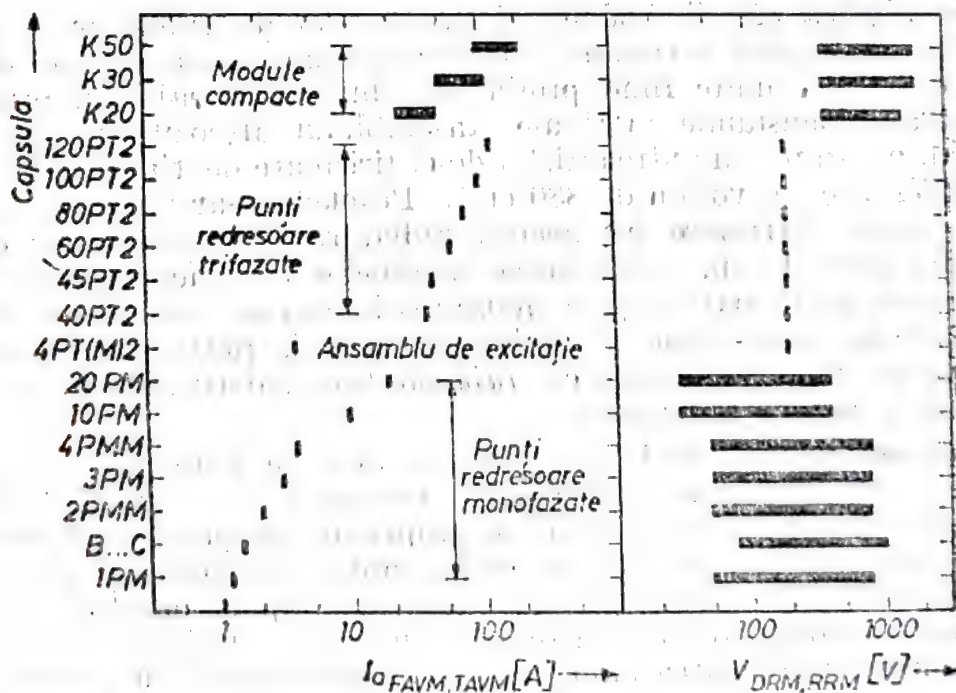


Fig. 1.3. Gamele de curenți de conducție și tensiuni de blocare ale ansamblurilor modulare nedemontabile fabricate în IPRS-BĂNEASA, în funcție de capsulele (variantele constructive) utilizate.



game foarte largi de valori de curenți de conducție (0,4...4400 A) și tensiuni de blocare (20...4800 V), precum și utilizarea a nu mai puțin de 41 tipuri de capsule. Trebuie subliniată, de asemenea, dezvoltarea unor noi familii de produse de strictă actualitate: diode ultrarapide, diode Schottky de putere, tiristoare speciale (*GTO*, *ASCR*, *RCT*), dispozitive de protecție (*BOD*, supresoare, varistoare), punți redresoare mulate în plastic, module compacte, etc. Unele realizări mențin *IPRS-BĂNEASA* în *avangarda producătorilor de dispozitive de putere*. Astfel, capsulele-disc din plastic sînt realizate de foarte puține firme în lume. Mai mult, *IPRS-BĂNEASA* a brevetat și va realiza în premieră dispozitivele de putere cu senzori integrați de temperatură, tensiune de blocare și curent. Utilizarea acestor senzori va permite evitarea ambalării termice din cauza contactelor imperfecte (senzor de temperatură), detectarea regimului de lucru și a supratensiunilor accidentale fără folosirea unor divizoare de tensiune de blocare compensate (senzor de tensiune de blocare) și determinarea regimului de conducție al dispozitivului la orice frecvență fără ajutorul șunturilor de curent neinductive (senzor de curent).

În *Tabelele 1.1...1.15* sînt listate tipurile de diode, tiristoare și ansambluri modulare aflate în fabricația curentă și în programul de dezvoltare ale *IPRS-BĂNEASA*, împreună cu performanțele esențiale și

Tabelul 1.1.

Diode redresoare normale.

Tip	$I_{F(AV)}$ (A)	V_{RRM} (V)	CAPSULA
F...07	0,07	50...800	DO13
1N4000	1	50...1000	F126, DO41
F...2	2	100...1000	DO13
D3N*	3	100...1000	DO27A
6Si-P	6	100...500	DO220
D10; 16N	10; 16	50...1600	DO4
RAG	15; 20	100, 200 (...600*)	RAG
RA	20; 25	100, 200 (...700*)	DO21
D25; 32; 40; 50N	25; 32; 40; 50	50...1600	DO5
D63; 80N*	63; 80	50...1600	B17-8
K; KS; KU	40; 60; 90	100...1400	B27
D325; 355N, R	325; 355	400...2900	B42
D358; 408N	360; 410	400...1200	T20P
D448N*	450	200...800	T20P
D400; 450N, R	400; 450	400...2000	E50
D500; 630N	500; 630	1400...3000	T30
D629N*	630	3400...4800	T30 (T36D)
D508; 628; 668N*	510; 630; 670	1400...2800	T28P
D698; 798N*	700; 800	800...1800	T28P
D800; 1000N	800; 1000	1400...2800	T30
D1300; 1600N*	1300; 1600	200...2000	T50
D1308; 1608N*	1310; 1610	200...1600	T36A
D1800N*	1800	2000...4000	T50
D2200N*	2200	2000...2800	T50
D1808; 2218N*	1810; 2220	200...800	T36A
D2500N*	2500	200...2000	T50
D3200N*	3200	200...1600	T50
D4400N*	4400	200...800	T50

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.2.

Diode cu avalanșă controlată

Tip	$I_{FAVM}(A)$	$V_{RRM}(V)$	$V_{RA}(V)$	$P_{RSM}(kW)$	Capsula
D1A	1	400...1200	450...2000	5...0,5	F126
F4AC	1	400...1000	450...1700	5...1	DO13
D10A	10	400...1000	450...1700	30...6	DO4
D16A	16	400...1400	450...2400	40...4	DO4
D25A	25	400...1400	450...2400	60...7	DO5
D50A*	50	400... 800	450...1400		DO5
D80A*	80	400... 800	450...1400		B17-8

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.3.

Diode rapide.

Tip	$I_{FAVM}(A)$	$V_{RRM}(V)$	$t_{rr}(ns)$	$Q_s(\mu C)$	Capsula
BA; BAX; DRR	0,4	100...1000	300; 400; 1000		F126
D2F	2	100...1200	1200		DO27A
BY 228	2	1500	1200		DO27A
6DRR-P	6	100... 500	600		DO220
D10; 16F	10; 16	50...1000	600		DO4
D10; 16AF*§	10; 16	1000	600		DO4
D25AF*§	25	1000	600		DO5
D25; 322 40F	25; 32; 40	50...1000	600; 800; 800		DO5
D178; 208S*	180; 210	200...1400		60	T20P
D408S*	410	200... 800		120	T20P
D508; 628S*	510; 630	400...1400		120	T28P
D690S*	690	1800...2400		400	T30(T36B)
D400; 495; 630*; 800*S	400; 495; 630*; 800*	1200...2600		360; 360; 400; 700	T30

* Produse în dezvoltare, Date preliminare

§ Diode rapide cu avalanșă controlată

Tabelul 1.4.

Diode ultrarapide

Tip	$I_{FAVM}(A)$	$V_{RRM}(V)$	$t_{rr}(ns)$	Capsula
D10X*	10	50...200	50	DO220
D16X*	16	50...200	50	DO4
D25X*	25	50...200	50	DO5

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.5.

Diode Schottky

Tip	$I_{FAVM}(A)$	$V_{RRM}(V)$	Capsula
DS20; 30S*	20; 30	20...45	DO4
DS50; 60S*	50; 60	20...45	DO5

* Produse in dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.6.

Diode Zener.

Tip	$V_{ZT}(V)$	$P(W)$	Capsula
PL	3,3...200	1	F125
1N3000B	6,8...200	1	DO13
5DZ*	3,3...200	5	DO27A
10DZ-P	12...180	10	DO220
10DZ	6,8...180	10	DO4
20; 50DZ	6,8...180	20; 50	DO5

Tabelul 1.7.

Dispozitive de protecție.

Tip	$V_{BO}(V)$	$V_{AO}(V)$	V_{RMS}	Capsula	Observații
BOD*	400...1000	—	—	DO220	Dispozitiv cu 4 straturi (pnpn)
DSAS*	—	500...1600	—	B27	Diodă dublu-supresoare (pnp)
BOV*	—	—	60...550	—	Varistor

* Produse in dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.8

Tiristoare normale

Tip	$I_{TAVM}(A)$	$V_{DRM,RRM}(V)$	Capsula
1	2	3	4
T08; 1N	0,8; 1	50...800	SOT 32
T3N	3	50...800	T066 (F22)
T3; 6; 10*N-P	3; 6; 10*	50...800	T0220
T10; 16; 22N	10; 16; 22	50...1200	T048
T25; 30N	25; 30	50...1200	DO5-Ty
T32; 40; 50N	32; 40; 50	200...1800	B22
T63; 80; 100N	63; 80; 100	400...1800	B27

Tabelul 1.8 (continuare)

1	2	3	4
T158; 198N	160; 200	400...1800	T27P
T258; 298N*	250; 300	400...1400	T27P
T308N*	310	200...2400	T28P
T328N*	330	200...600	T20P
T200; 250; 320N*; 350N	200; 250; 320; 350	400...1800	E50
T358; 408N*	360; 410	400...1800	T28P
T455; 501N	455; 500	1600...2600	T30
T508N*	510	600...1600	T28P
T600N*	600	2600...4000	T50
T550; 630N*	550; 630	400...1800	T30
T628; 698N*	630; 700	400...1800	T36B
T700N	700	1600...2600	T50
T718N*	720	600...1400	T36A
T800; 860N*	800; 860	2600...3600	T50
T1000N	1000	400...1800	T50
T1050N*	1050	1600...2600	T50
T1250N*	1250	400...1800	T50
T998; 1258N*	1000; 1260	200...800	T48P

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.9.

Tiristoare rapide

Tip	$I_{TAVM}(A)$	$V_{DRM,RRM}(V)$	$t_g(\mu s)$	Capsula
T1k	1	50...800	10	SOT32
T3R; F	3	50...800	10; 20	TO66(F22)
T3; 6; 10*F-P	3; 6; 10*	50...800	20	TO220
T10; 16; 22R	10; 16; 22	50...1200	20	TO48
T25; 30R	25; 30	50...1200	20	DO5-Ty
T32; 40F*	32; 40	200...1300	18...30	B22
T50; 63; 80F	50; 63; 80	200...1300	18...30	B27
T158S*	160	200...1300	18...30	T20P
T128; 168F*	130; 170	200...1300	18...30	T20P
T178; 258F*	180; 260	200...1300	18...30	T20P
T195; 290F	195; 290	200...1300	18...30	E50
T308F*	310	200...600	18...30	T20P
T318; 408F*	320; 410	200...1300	18...30	T28P
T508; 598F*	510; 600	200...600	20...30	T28P
T600F	600	200...1300	18...40	T30
T500; 630S*	500; 630	1200...2000	40...60	T30

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.10.

Triace.

Tip	$I_{TRMSM}(A)$	$V_{DRM,RRM}(V)$	Capsula
TB6; 10N	6; 10	200...600	TO220
TB16N	16	200...800	TO48
TB25N*	25	50...800	DO5-Ty

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.11

Diac.

Tip	$I_{TRM}(A)$	$V_{BO\ nom}(V)$	Capsula
DC	1,5	32 ; 38 ; 44 ; 50	F126

Tabelul 1.12 .

Module cu diode și tiristoare.

Tip	$I_{F\ AVM, T\ AVM}(A)$	$V_{DRM, RRM}(V)$	$t_q(\mu s)$	$Q_s(\mu C)$	Capsula
MDD32 ; 40 ; 50N*	32 ; 40 ; 50	400...1600			K20
MDD63 ; 80 ; 100N*	63 ; 80 ; 100	400...1800			K30
MDD125 ; 160 ; 200N	125 ; 160 ; 200	400...1800			K50
MDD32S*	32	400...1400		25	K20
MDD45S*	45	400...1200		10	K20
MDD121S*	120	400...1400		45	K30
MDD 122S*	120	400...1000		25	K30
MDT, MTD25 ; 32 ; 40 ; 50N*	25 ; 32 ; 40 ; 50	400...1600			K20
MDT, MTD63 ; 80 ; 100N*	63 ; 80 ; 100	400...1800			K30
MDT, MTD125 ; 160 ; 210N	125 ; 160 ; 210	400...1600			K50
MDT, MTD32 ; 45F*	32 ; 45	400...1100	30	25	K20
MDT, MTD100 ; 180F*	100 ; 180	400...1300	30	45	K50
MTT25 ; 32 ; 40N*	25 ; 32 ; 40	400...1600			K20
MTT50 ; 63 ; 80N	50 ; 63 ; 80	400...1800			K30
MTT125 ; 160 ; 210N	125 ; 160 ; 210	400...1600			K50
MTT45F*	45	400...1100	30		K20
MTT100 ; 180F*	100 ; 180	400...1300	30		K50

* Produse în dezvoltare. Date preliminare

Tabelul 1.13.

Punți redresoare monofazate.

Tip	$I_0(A)$	$V_{RRM}(V)$
1PM	1,2	50...800
B...C1500	1,5	80...1000
2PM*	2	50...800
3PM	3	50...800
4PM	4	50...800
10PM	10	30...400
20PM	20	30...400

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.14

Punți redresoare trifazate și ansambluri de excitație.

Tip	$I_0(A)$	$V_{RRM}(V)$
4PT2	4	200
4PTM2	4	200
40PT2	40	200
45PT2	45	200
60PT2	60	200
80PT2*	80	200
100PT2*	100	200
120PT2-I*	120	200
120PT2-E*	120	200

* Produse în dezvoltare. Date preliminare

Tabelul 1.15.

Punți Industriale de mare putere.

Familia de punți	$V_a(V)$	$I_a(A)$
MPTC(R) 220/1300	220	1300
MPTC(R) 220/1050	220	1050
MPTC(R) 380/1300	380	1300
MPTC(R) 380/850	380	850
MPTC(R) 440/1300	440	1300
MPTC(R) 440/850	440	850
MPTC(R) 500/1300	500	1300
MPTC(R) 500/850	500	850
MPTC(R) 750/1000	750	1000
MPTC(R) 750/850	750	850
MPTC(R) 825/1000	825	1000
MPTC(R) 825/850	825	850
MPTC(R) 900/1000	900	1000
MPTC(R) 900/650	900	650
PT350A/24V	24	350
PT 750A/24V	24	750
PT 2500A/24V	24	2500

capsulele aferente. În Tabelul 1.16 sunt prezentate principalele ansambluri de răcire recomandate/oferte de producător și parametrii termici ai acestora. În ANEXA 3 din volumul II sunt prezentate capsulele utilizate în producția de diode și tiristoare de putere a IPRS-BĂNEASA.

Tabelul 1.16.

Ansambluri de răcire.

Tip	R_{thc-a} (°C/W)			Capsula
	Răcire cu aer		Răcire cu apă 5 l/min	
	Convecție naturală	Convecție forțată		
H200-30	0,28	0,073	—	T30
H200-50	0,27	0,049	—	T50
KX180-30	0,29	0,078	—	T30
R150-E50	0,4	0,11	—	E50
WR200-30	0,237	0,086	—	T30
WS150-U50	0,455	—	—	T50
WS300-U50	0,325	—	—	T50
KX180-50	0,28	0,062	—	T50
BAB30	—	—	0,029	T30
BAB50	—	—	0,024	T50

Caracteristicile constructive și funcționale ale tuturor dispozitivelor menționate sînt aliniate la standardele internaționale în vigoare, ceea ce face posibilă echivalarea acestor dispozitive cu produsele similare realizate de alți producători de profil din lume.

Ca și celelalte produse ale *IPRS-BĂNEASA* diodele, tiristoarele și ansamblurile modulare de putere se pot realiza și livra pentru : uz general, industrial sau profesional; în execuție *THA*, navală sau pentru aviație; respectiv pentru larg consum sau uz didactic.

BIBLIOGRAFIE

1. N. Iosif ș.a., Tiristoare și module de putere. Catalog. Editura Tehnică, București, 1984.
2. P.Al. Dan ș.a., Diode cu siliciu. Catalog. Editura Tehnică, București, 1987.

2. Principii ale funcționării diodelor și tiristoarelor de putere

A. DIODE

2.1. Principii generale de funcționare

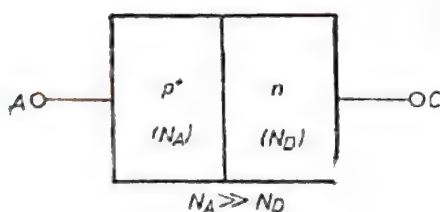
2.1.1. Considerații generale

Diodele constituie o clasă de dispozitive semiconductoare cu două terminale având diferite destinații funcționale, care depind de geometria structurilor, precum și de condițiile externe de polarizare [1 ÷ 7].

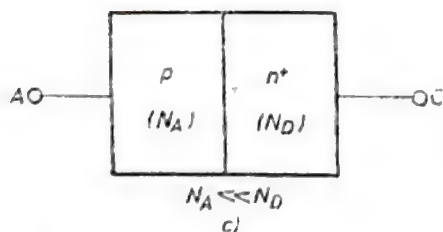
Diodele semiconductoare de putere sunt utilizate în principal în regim de redresor [3 ÷ 7]. O astfel de diodă este formată dintr-o joncțiune semiconductoare pn (vezi figura 2.1). Dispozitivul prezintă o rezistență de valoare redusă la trecerea curentului în cazul polarizării directe (+ pe anod, - pe catod). La polarizare inversă (- pe anod, + pe catod) curentul prin diodă are o valoare redusă, dispozitivul prezentând în acest caz o rezistență de valoare foarte mare.



a)



b)



c)

Fig. 2.1. (a) Simbolul diodei redresoare. (b) Joncțiune p^+n . (c) Joncțiune n^+p .

Diodele cu joncțiuni p^+n sau n^+p (vezi figura 2.1) se consideră în mod ideal ca având straturile semiconductoare constitutive dopate uniform. Joncțiunile se consideră a fi abrupte (tranziția de la stratul puternic dopat p^+ la n , respectiv de la n^+ la stratul p se efectuează abrupt) și asimetrice (concentrația de impurități în stratul puternic dopat este mult mai mare decât în stratul semiconductor slab dopat). Concentrația maximă de impurități în stratul semiconductor puternic dopat (N_A în p^+ , respectiv N_D în n^+), se consideră a fi sub valoarea de 10^{19} atomi/cm³. În acest caz semiconductorul este nedegenerat.

2.1.2. Caracteristica ideală curent (I) — tensiune (V)

Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unei diode ideale este exprimată

analitic prin relația [1 ÷ 7]

$$I = I_0(e^{qV/kT} - 1) \quad (2.1)$$

unde I_0 este curentul invers de saturație al diodei, V tensiunea aplicată pe dispozitiv, k constanta lui Boltzmann, q sarcina electronului și T temperatura; în mod uzual se notează $kT/q = V_T$ ($V_T = 25,9$ mV la $T = 300$ K). Relația (2.1) este reprezentată în figura 2.2.

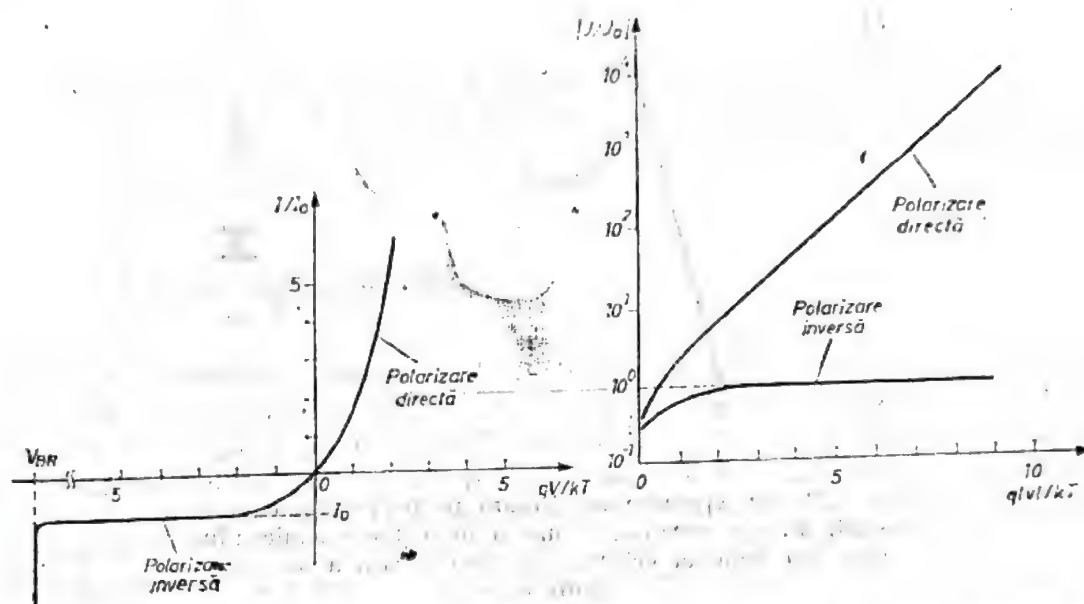


Fig. 2.2. Caracteristica ideală curent-tensiune a unei diode la scară liniară (a) și la scară semilogaritmă (b).

La polarizări inverse relativ mari ($|-V| \gg V_T$) $e^{qV/kT} \approx 0$. În acest caz, din relația (2.1) se obține porțiunea inversă a caracteristicii $I-V$ (figura 2.2) exprimată analitic de

$$I = -I_0 \quad (2.2)$$

Din relația (2.2) rezultă că valoarea curentului care trece printr-o joncțiune ideală pn , polarizată invers cu o tensiune $|-V| \gg kT/q$, nu depinde de valoarea tensiunii inverse. Relația (2.2) exprimă deci saturația curentului invers prin diodă la valoarea I_0 .

Pentru tensiuni inverse aplicate egale sau superioare valorii V_{BR} (vezi figura 2.2), caracteristica $I-V$ a diodei se îndepărtează abrupt de la ecuația (2.2). La atingerea valorii critice (V_{BR}) a tensiunii inverse curentul prin dispozitiv crește brusc la valori foarte mari. Dioda se află în acest caz în regiunea de străpungere (breakdown).

În cazul polarizării directe, din punct de vedere practic, caracteristica $I-V$ se aproximează ca în figura 2.3.a. Locația tensiunii de prag, V_P se obține la intersecția cu axa tensiunilor (V) a dreptei care aproximează liniar caracteristica curent-tensiune. Tensiunea de prag V_P a unei diode este practic egală cu potențialul intern V_{bi} al joncțiunii respective (vezi § 2.1.3), având valori de 0,5 V...0,6 V pentru diodele din siliciu și 0,2 V...0,3 V pentru diodele din germaniu.

Din punct de vedere formal, o joncțiune pn în conducție directă avînd o caracteristică $I-V$ aproximată liniar, poate fi modelată prin schema echivalentă simplificată din figura 2.3.b. unde D este o diodă ideală care simbolizează conducția unidirecțională a dispozitivului, V_P tensiunea de prag prezentă prin tensiunea contra-electromotoare, care împiedică intrarea în conducție a dispozitivului pentru tensiuni directe $V < V_P$, r_{on} rezistența în conducție directă (on) a dispozitivului, care determină panta caracteristicii liniare $I-V$.

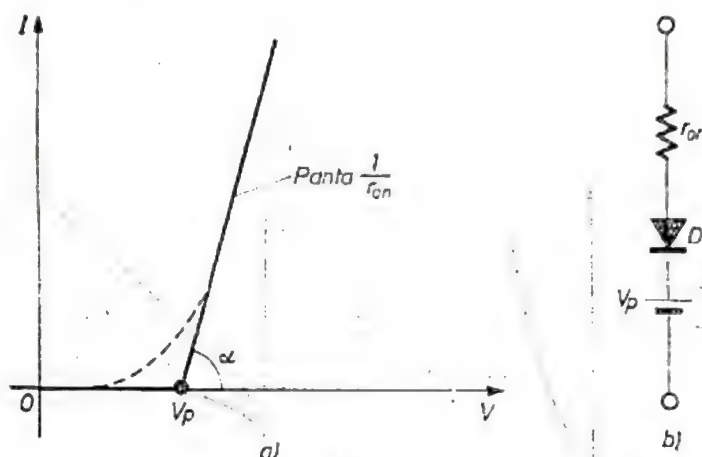


Fig. 2.3. (a) Aproximarea liniară pe porțiuni a caracteristicii directe curent-tensiune a unei diode semiconductor. (b) Schema echivalentă simplificată a unei diode redresoare.

La polarizări inverse și tensiuni aplicate $V < V_{BR}$, dioda poate fi reprezentată printr-un rezistor r_{off} de valoare foarte mare ($r_{off} = V_R/I_0$). Valorile uzuale ale rezistenței r_{off} sînt de ordinul a zeci... sute de $M\Omega$.

Neglijînd în relația (2.1) unitatea față de exponențială*, tensiunea pe o diodă ideală în conducție directă se exprimă prin :

$$V_D \approx \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I}{I_0}\right) \quad (2.3)$$

Căderea de tensiune în direct V_D la un curent $I = \text{constant}$ depinde de temperatură prin termenul (kT/q) și prin curentul I_0 . Experimental, se constată că rata de creștere a curentului I_0 cu temperatura este de 7...8%/°C, ceea ce este echivalent cu dublarea valorii curentului I_0 la fiecare 10°C de creștere a temperaturii.

Coeficientul de variație a căderii de tensiune V_D cu temperatura la un curent direct constant ($I = \text{constant}$) este [1]

$$\frac{dV_D}{dT} = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C} \quad (2.4)$$

În cazul funcționării la semnal mic (variații mici în jurul unui punct de funcționare dat) interesează și rezistența dinamică (incrementală) r_D

* Neglijarea este justificată practic pentru orice joncțiune polarizată direct. Într-adevăr un valoare minimă $V_D \approx 0,5 \text{ V}$ se obține la 300 K, $\exp(V/V_T) = \exp(0,5/0,0259) = 2 \times 10^8 \gg 1$.

definită de [5÷7].

$$r_D = \frac{dV}{dI} \quad (2.5)$$

Utilizând relația (2.3) în (2.5) și neglijând $I_0 (I_0 \ll I)$ se obține pentru cazul polarizării directe

$$r_D = \frac{kT}{qI} \quad (2.6)$$

unde I este curentul direct din punctul static de funcționare.

La o temperatură constantă ($T = \text{const.}$), rezistența dinamică r_D a unei diode în conducție directă este invers proporțională cu valoarea curentului I prin dispozitiv*.

2.1.3. Electrostatica joncțiunii pn

Diodele semiconductoare sînt formate din joncțiunea materialelor omonime de tip n cu cele de tip p . Un material semiconductor de tip n este dopat cu *impurități donoare*** avînd concentrația $N_D (n = N_D)$, în timp ce un semiconductor de tip p este dopat cu impurități acceptoare*** de concentrație $N_A (p = N_A)$. Într-un semiconductor de tip n nivelul Fermi E_{Fn} se află în jumătatea superioară a benzii interzise, în timp ce într-un semiconductor de tip p nivelul Fermi (E_{Fp}) este poziționat în jumătatea inferioară a benzii interzise (vezi figura 2.4).

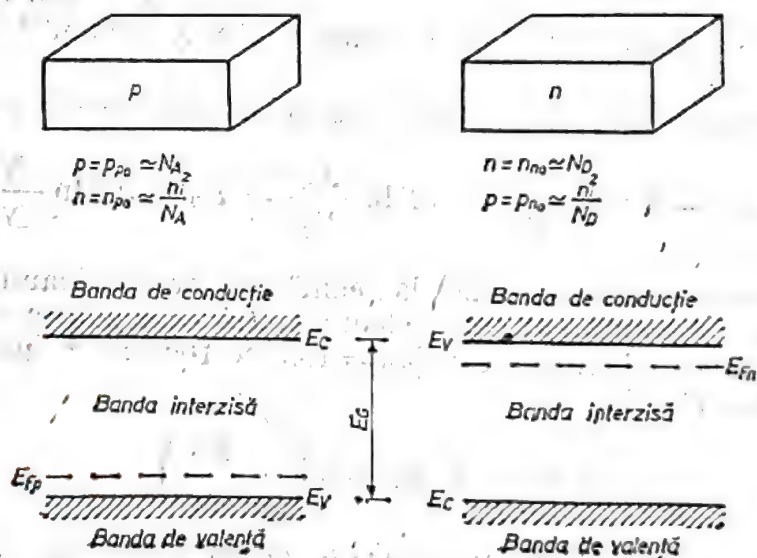


Fig. 2.4. Straturi semiconductoare izolate de tip p și n cu diagramele corespunzătoare ale benzilor energetice.

Într-o joncțiune pn aflată în echilibru termodinamic nivelul Fermi este constant (unic) în întreaga structură. O joncțiune pn se află la echili-

* La un curent $I = 26 \text{ mA}$ și $T = 300 \text{ K}$ ($kT/q = 26 \text{ mV}$), $r_D = 1 \Omega$.

** Elemente pentavalente (fosfor, arsen).

*** Elemente trivalente (galiu, bor, aluminiu).

bru termodinamic atunci cînd nu este supusă unor excitații externe (lumina, tensiune, variații de temperatură etc.).

Zona de tranziție a joncțiunii *pn* este caracterizată printr-o diferență internă de potențial (*built-in potential*) V_{bi} (vezi figura 2.5).

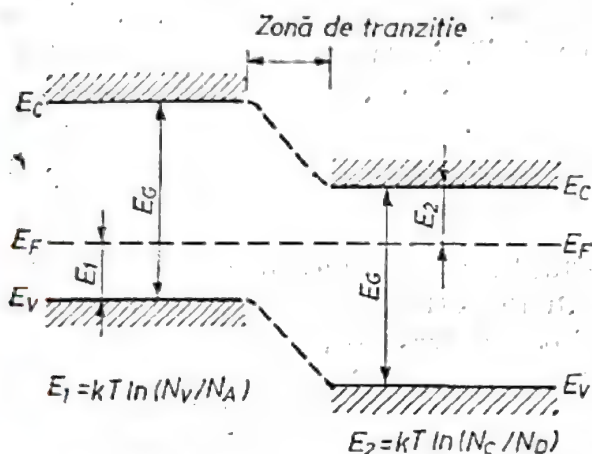
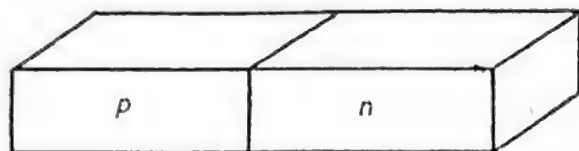


Fig. 2.5. Structura benzilor energetice într-o joncțiune *pn* la echilibru termodinamic.

$$qV_{bi} = E_g - E_1 - E_2 \quad (2.7)$$

unde E_g este lățimea benzii interzise ($E_g = 1,12$ eV în siliciu la $T = 300$ K), iar $[1 \div 3]$

$$E_1 = E_v - E_F = kT \ln \left(\frac{N_A}{N_v} \right), \quad (2.8)$$

$$E_2 = E_F - E_c = kT \ln \left(\frac{N_D}{N_c} \right) \quad (2.9)$$

În relațiile (2.8) și (2.9) N_A este concentrația de impurități acceptoare în stratul *p*, N_D este concentrația de impurități donoare în stratul *n*, N_v este densitatea de stări în banda de valență ($1,04 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ în siliciu la $T = 300$ K), N_c este

densitatea de stări în banda de conducție ($2,8 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ în siliciu la $T = 300$ K).

Prin înlocuirea relațiilor (2.8) și (2.9) în (2.7) se obține $[1 \div 3]$

$$qV_{bi} = E_g - kT \ln \frac{N_v}{N_A} - kT \ln \frac{N_c}{N_D} = E_g - kT \ln \frac{N_c N_v}{N_A N_D} \quad (2.10)$$

Într-un semiconductor aflat la echilibru termodinamic, produsul concentrațiilor de goluri (*p*) și de electroni (*n*) este constant și egal cu pătratul concentrației intrinseci $n_i (= 1,45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ pentru siliciu la $T = 300$ K) $[1 \div 7]$.

$$pn = n_i^2 = N_c N_v \exp \left(-\frac{E_g}{kT} \right). \quad (2.11)$$

Înlocuind expresia lui E_g din (2.11) în (2.10) potențialul intern V_{bi} se obține sub forma $[1 \div 7]$.

$$V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (2.12)$$

Din relația (2.12) rezultă că pentru joncțiuni abrupte asimetrice ($N_A \gg N_D$ sau $N_D \gg N_A$), cu concentrații ale stratului puternic dopat sub 10^{19} cm^{-3} și la o temperatură T constantă, potențialul intern V_{bi} , deci și

pragul de deschidere V_F al diodelor (vezi § 2.1.2), crește odată cu creșterea dopării straturilor p (N_A) și/sau n (N_D).

Zona de tranziție a unei joncțiuni pn la echilibru termodinamic este caracterizată prin absența purtătorilor mobili de sarcină (electroni și goluri). Datorită concentrației lor mari, golurile din zona p adiacentă joncțiunii metalurgice difuzează în stratul n , lăsând în urma lor sarcina

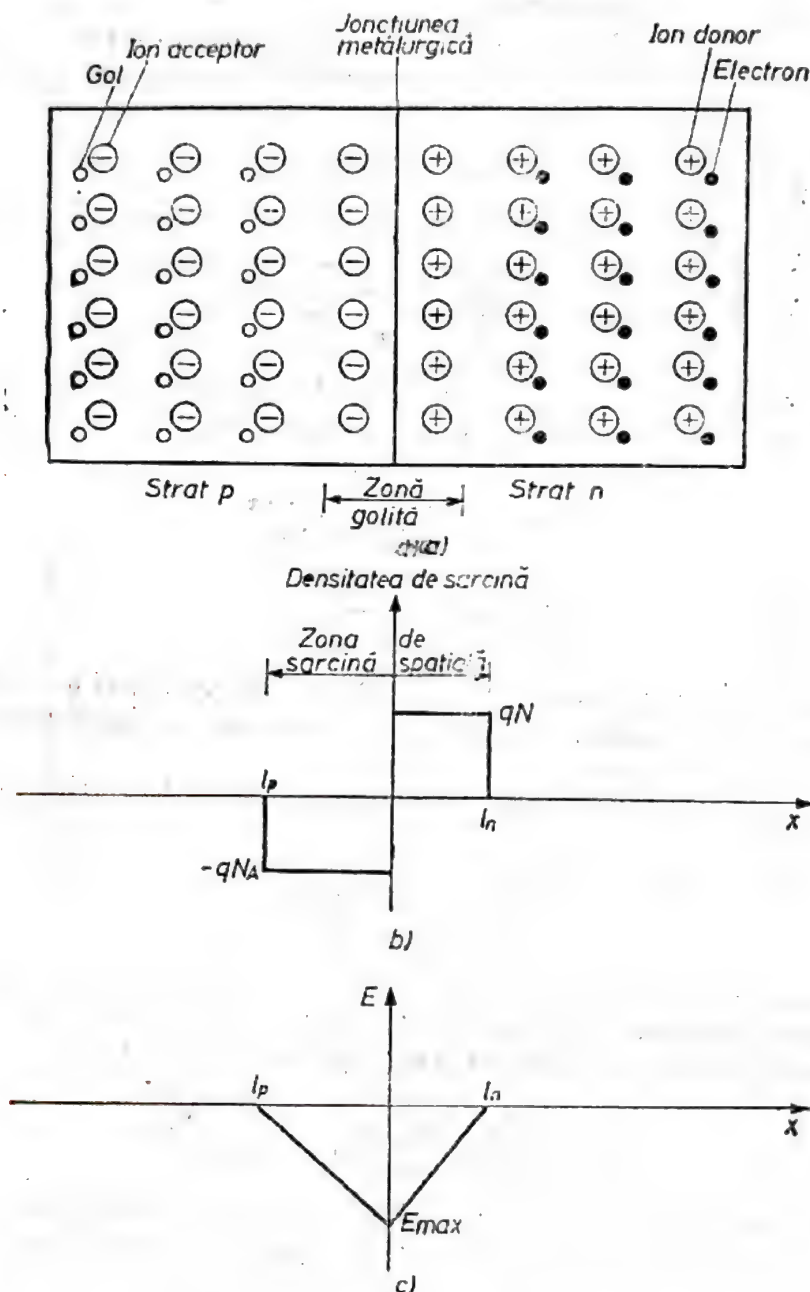


Fig. 2.6. Distribuțiile densității de sarcină (b) și ale intensității câmpului electric E (c) într-o joncțiune pn (a) abruptă și asimetrică la echilibru termodinamic.

electrică (negativă) a ionilor acceptori necompensați, iar electronii din stratul n , aflați în proximitatea joncțiunii metalurgice, difuzează în zona p , dând astfel naștere unei sarcini electrice (pozitive) a ionilor donori necompensați (vezi figura 2.6.a). Sarcina electrică a ionilor necompensați



din zonele p și n adiacente joncțiunii metalurgice (vezi figura 2.6.b) creează un câmp electric de intensitate E (vezi figura 2.6.c). cu sensul de la sarcinile pozitive la cele negative (figura 2.6.a). Zona de tranziție cu o lățime tipică de $\approx 0,5 \mu\text{m}$ poartă denumirea de *zonă golită* sau *regiune* (zonă) de *sarcină spațială*. Părțile zonelor p și n aflate în afara regiunii golite (de sarcină spațială) sînt neutre, întrucît purtătorii mobili de sarcină (golu- rile și electronii) compensează sarcina electrică a ionilor (acceptori în stratul p , donori în stratul n).

Frontierele l_p și l_n ale zonei de sarcină spațială în straturile p respectiv n sînt corelate cu concentrațiile de impurități acceptoare (N_A), respectiv donoare (N_D) prin relația :

$$N_A l_p = N_D l_n. \quad (2.13)$$

Lățimea W a zonei de sarcină spațială se exprimă prin [1÷7]

$$W = l_n + l_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s\epsilon_0 V_{bi}}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}. \quad (2.14)$$

Ținînd cont de relațiile (2.13) și (2.14) extinderea l_p , respectiv l_n a regiunii de sarcină în zonele p și n se exprimă prin [1÷7]

$$l_p = W \frac{N_A}{N_A + N_D}, \quad (2.15.a)$$

$$l_n = W \frac{N_D}{N_A + N_D}. \quad (2.15.b)$$

Din relațiile (2.15) se constată că *extinderea zonei golite într-un strat semiconductor este cu atît mai mare cu cît doparea cu impurități a stratului respectiv este mai redusă.*

Capacitatea C_B a regiunii golite (capacitatea de barieră este [dată de [1÷7]

$$C_B = \frac{\epsilon_0\epsilon_s A}{W} \quad (2.16)$$

unde A este aria joncțiunii pn .

Valoarea maximă a intensității cîmpului electric E se obține la joncțiunea metalurgică și se exprimă prin relația [1÷7]

$$E_{max} = \sqrt{\frac{2q}{\epsilon_s\epsilon_0} V_{bi} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D}}. \quad (2.17)$$

Aria suprafeței cuprinse de curba distribuției cîmpului electric (vezi figura 2.6.c) este numeric egală cu potențialul intern al joncțiunii V_{bi} .

2.1.4. Joncțiunea pn la polarizare inversă

Fenomenele principale care au loc într-o joncțiune $p+n$ polarizată invers sînt ilustrate în figura 2.7.

Tensiunea inversă aplicată conduce la creșterea lățimii W a regiunii de sarcină spațială a joncțiunii, care „susține” tensiunea aplicată $|-V|$ (vezi §2.5).

În regiunea de sarcină spațială există un câmp electric puternic (de ordinul $10^4 \dots 10^5$ V/cm). În regiunile neutre din exteriorul regiunii de sarcină spațială nu există câmp electric important.

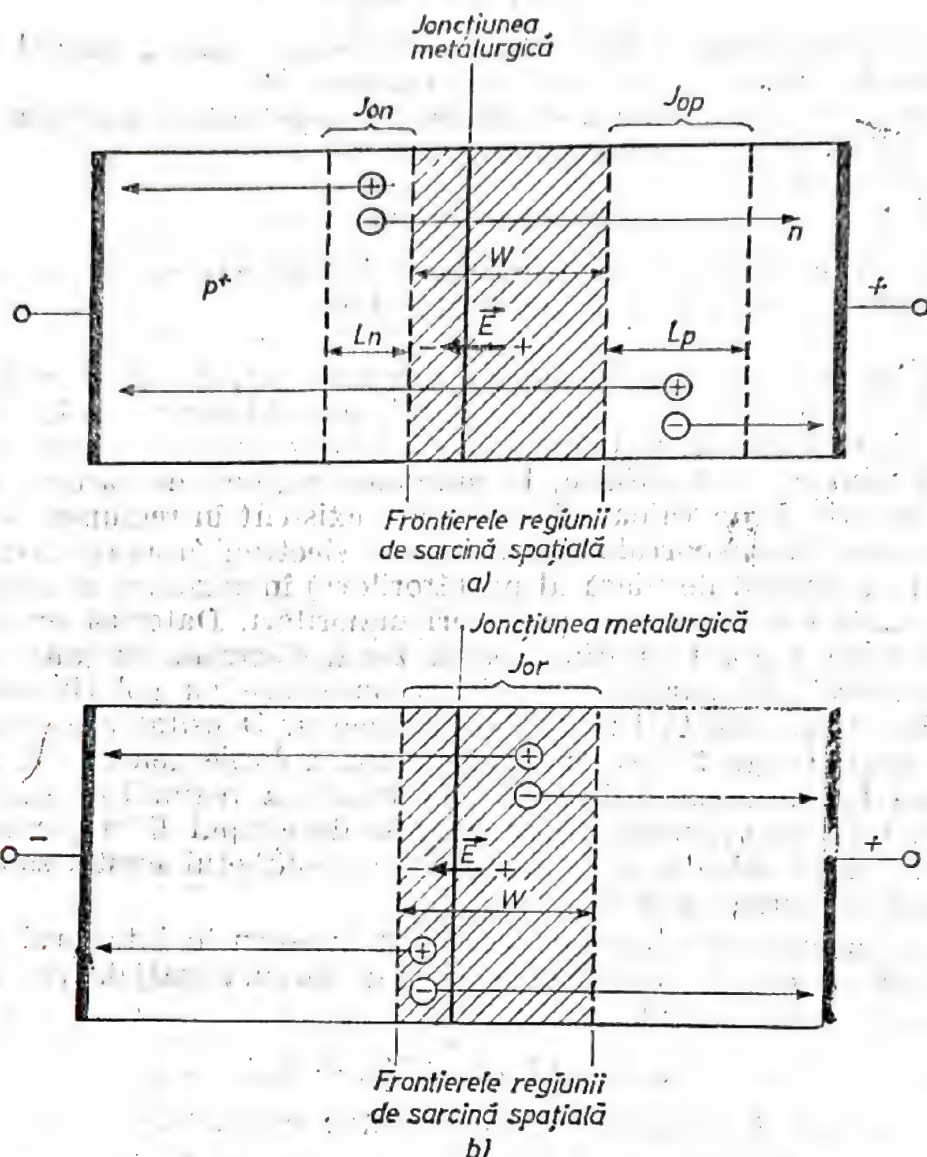


Fig. 2.7. Ilustrarea modalității de formare a componentelor de difuzie (a) și generare-recombinare (b) ale curentului invers printr-o joncțiune pn polarizată invers.

Curentul invers al joncțiunii are două componente.

O componentă denumită *curent de difuzie* este determinată de purtătorii mobili de sarcină (electroni, respectiv goluri) generați termic în regiunile neutre ale zonelor p^+ , respectiv n situate în vecinătatea frontierelor regiunii de sarcină spațială (vezi figura 2.7).

Cealaltă componentă denumită *curent de generare* este determinată de purtătorii de sarcină generați în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii.

Curentul de difuzie

În zona p^+ partea care contribuie la curentul invers are o extindere L_n față de marginea corespunzătoare a regiunii de sarcină spațială. L_n este

lungimea de difuzie a electronilor (purători minoritari în stratul p^+) și se exprimă prin

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \quad (2.18)$$

unde D_n este coeficientul de difuzie al electronilor, iar τ_n timpul de viață al electronilor în zonele neutre ale stratului p^+ .

În mod similar, lungimea de difuzie L_p a golurilor (purători minoritari) în zona n) se exprimă prin

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \quad (2.19)$$

unde D_p este coeficientul de difuzie al golurilor, iar τ_p timpul de viață al golurilor în zonele neutre ale stratului n .

Atît în regiunea de lățime L_n din zona p^+ , cît și în regiunea de lățime L_p din zona n , sînt generate termic perechi electron-gol. Electronii generați în regiunea de lățime L_n au un timp de viață suficient de lung pentru a ajunge, prin difuzie, la marginea regiunii de sarcină spațială. Cîmpul electric E de valoare foarte mare existent în regiunea de sarcină spațială asigură transportul rapid al acestor electroni (aproape instantaneu, în raport cu timpul de viață al purtătorilor*) în regiunea neutră a stratului n , unde electronii sînt purtători majoritari. Datorită concentrației relativ reduse a golurilor din această zonă, electronii au șanse mari de „supraviețuire” (dispariția lor prin recombinație cu golurile este puțin probabilă), fiind colectați de contactul zonei n . Densitatea acestui curent este J_{on} (vezi figura 2.7.a). În mod similar, golurile generate în regiunea de lățime L_p din zona n difuzează la frontiera regiunii de sarcină spațială din zona menționată, fiind împinse de cîmpul E în partea neutră a zonei p^+ și, în cele din urmă, colectate de contactul acestei zone. Densitatea acestui curent este J_{op} .

Astfel purtătorii minoritari care sînt generați în interiorul unei lungimi de difuzie față de marginea regiunii de sarcină spațială vor contribui la formarea unui curent

$$I_{od} = AJ_{od} = A(J_{on} + J_{op}) \quad (2.20)$$

denumit *curent de difuzie*. Se poate arăta că [1÷7]

$$J_{od} = J_{on} + J_{op} = \frac{qD_n}{N_A L_n} n_i^2 + \frac{qD_p}{N_D L_p} n_i^2. \quad (2.21)$$

În cazul joncțiunii p^+n , cînd $N_A \gg N_D$, $J_{on} \ll J_{op}$ ceea ce implică $J_{od} \approx J_{op}$. Pentru o joncțiune n^+p $J_{on} \gg J_{op}$ și $J_{od} \approx J_{on}$ întrucît $N_D \gg N_A$.

Valorile tipice ale densității curentului de difuzie la 300 K pentru diodele din siliciu sînt cuprinse în gama $10^{-12} \dots 10^{-14}$ A/cm².

Curentul de generare

În regiunea de sarcină spațială de lățime W a joncțiunii concentrația purtătorilor mobili de sarcină este mult redusă față de valoarea de echilibru (cîmpul împinge purtătorii afară din regiunea golită, ...)

* Valorile timpului de tranzit al purtătorilor ($\approx ns$) prin regiunea de sarcină spațială sînt cu mult inferioare timpului de viață al purtătorilor ($\approx \mu s$).

spre zona p iar electronii spre zona n). Ca urmare în regiunea de sarcină spațială apare o generare de purtători care determină formarea unui *curent de generare* care după cum se poate arăta este dat de relația [1÷7]

$$I_{or} = AJ_{or} = \frac{1}{2} q \frac{W}{\tau_{sc}} n, A \quad (2.22)$$

unde (vezi figura 2.7.b) W este lățimea regiunii de sarcină spațială. τ_{sc} este timpul de viață efectiv din regiunea golită. Se remarcă faptul că densitatea curentului de generare-recombinare J_{or} a este direct proporțională cu W , deci depinde de tensiunea inversă aplicată.

Valorile tipice ale componentei J_{or} a curentului invers a diodelor din siliciu este de $\approx 10^{-9} A/cm^2$ la $T=300$ K, adică superioare celor ale componentei de difuzie J_{oa} .

Curentul total printr-o joncțiune polarizată invers la o tensiune $|-V| < V_{BR}$ este dat de suma curenților de difuzie și de generare

$$I_R = AJ_R = A(J_{oa} + J_{or}) \quad (2.23)$$

unde J_{oa} și J_{or} sînt exprimate de (2.21), respectiv de (2.23).

2.1.5. Joncțiunea pn la polarizare directă

La polarizarea directă a unei joncțiuni (+ pe stratul p^+ , — pe stratul n), caracteristica densitate de curent (J) — tensiune (V) se exprimă analitic prin [6].

$$J \approx J_{oa} \exp \frac{qV}{kT} + J_{or} \exp \frac{qV}{2kT} \quad (2.24)$$

unde J_{oa} și J_{or} sînt exprimate de relațiile (2.21), respectiv de (2.22). Față de relația (2.1), care exprimă caracteristica unei diode ideale, formula (2.24) înglobează componenta de generare-recombinare în zona de sarcină spațială (vezi figura 2.7.b). Caracteristicile curent-tensiune a diodelor practice din siliciu sînt prezentate în figura 2.8.

Rezultatele experimentale obținute cu diodele redresoare din siliciu se reprezintă de multe ori [6] sub următoarea formă*

$$J \sim \exp \left(\frac{qV}{\eta kT} \right) \quad (2.25)$$

unde η este *factorul de idealitate*** al diodei.

Valoarea 2 a factorului η se obține atunci cînd curentul de recombinare este dominant (porțiunea (a) a curbei din figura 2.8), iar valoarea 1 atunci cînd dominant este curentul de difuzie (curba (b) din figura 2.8). În cazul în care contribuțiile curenților de difuzie și de recombinare sînt comparabile, η are valori cuprinse între 1 și 2 ($1 < \eta < 2$).

* Relația (2.25) reprezintă o aproximare (pe un domeniu restrîns de variație a tensiunii) a relației (2.24).

** Față de caracteristica ideală $J \sim \exp(qV/kT)$.

La nivele mari de injecție datorită apariției altor fenomene fizice η redevine egal cu 2 (vezi figura 2.8.).

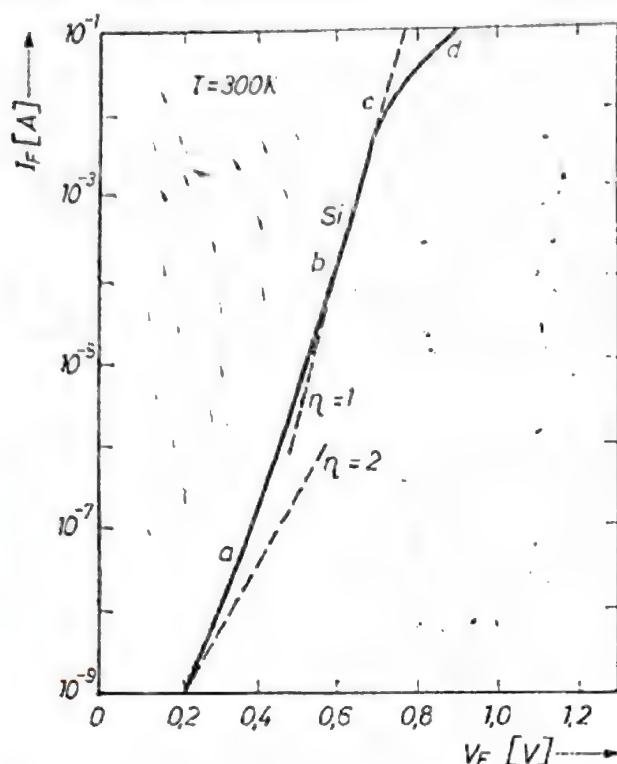


Fig. 2.8. Prezentarea la scară semilogaritmică a caracteristicilor $I-V$ ideale și reale ale joncțiunilor (diodelor) pn din siliciu. Pe caracteristica directă curent-tensiune a diodelor reale: (a) este regiunea în care curentul de generare-recombinare este dominant; (b) este regiunea în care curentul de difuzie este preponderent; (c)–(d) este regiunea caracteristică nivelului mare de injecție.

2.1.6. Străpungerea joncțiunii pn

Tensiunea inversă V_R aplicată pe o joncțiune pn (vezi figura 2.9) conduce la extinderea regiunii de sarcină spațială, ca urmare a îndepărtării purtătorilor mobili de sarcină din vecinătatea joncțiunii metalurgice. Bilanțul sarcinii ionilor necompensați de ambele părți ale joncțiunii (figura 2.9)

$$N_D l_n = N_A l_p \quad (2.26)$$

implică extinderea cu preferință a frontierei regiunii de sarcină spațială în stratul slab dopat. Astfel, pentru o joncțiune p^+n (figura 2.9), $l_n \gg l_p$, întrucât $N_D \ll N_A$. Regiunea de sarcină spațială, care „susține” (blochează) tensiunea inversă aplicată V_R , are o lățime cu atât mai mare cu cât valoarea tensiunii V_R este mai mare.

La aplicarea unei tensiuni inverse de valoare suficient de mare joncțiunea semiconductoră se străpunge: structura pn își pierde proprietățile de redresare, curentul invers crescând foarte mult (vezi figura 2.8). Există următoarele mecanisme de străpungere a unei joncțiuni pn [1 ÷ 7]:

- Străpungerea prin avalanșă (sau ionizare prin șoc);
- Străpungerea prin pătrundere sau atingere (punch-through sau reach-through);
- Străpungerea Zener (prin tunelare).

Străpungerea prin avalanșă are loc în principal datorită accelerării purtătorilor mobili de sarcină (electroni și goluri) în zona de câmp electric puternic din regiunea golită (de sarcină spațială). Întrucât viteza de drift a purtătorilor ($v = \mu E$) este proporțională cu intensitatea câmpului electric E , electronii și golurile care traversează zona de sarcină spațială (vezi figura 2.8) capătă o energie cinetică suficient de mare pentru ca în ciocnirile lor cu rețeaua cristalină a semiconductorului să smulgă din locul lor electronii atomilor de siliciu, formînd astfel noi perechi electron-gol. La rîndul lor, acești purtători non creați vor putea ioniza într-un mod asemănă-

tor alți atomi de siliciu, creînd alte perechi electron-gol ș.a.m.d. Ca urmare a ionizărilor prin șoc curentul invers prin structura pn crește substanțial. Multiplicarea prin avalanșă a purtătorilor conduce în final la străpungerea joncțiunii. Valoarea critică a cîmpului electric E_{cr} în siliciu la care se poate produce procesul de multiplicare în avalanșă al purtătorilor este de $\approx 3 \times 10^5$ V/cm.

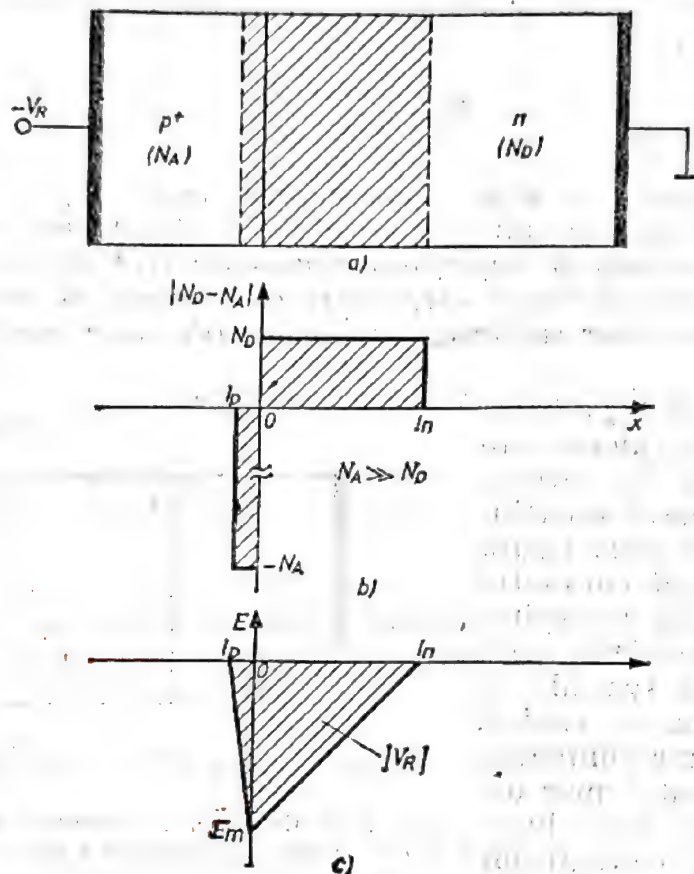


Fig. 2.9. Distribuțiile densității de sarcină (b) și ale intensității cîmpului electric E (c) într-o joncțiune p^+n (a), abruptă și asimetrică la polarizarea inversă.

Tensiunea de străpungere V_{BR} a unei joncțiuni pn se determină din considerentul potrivit căruia fenomenul de multiplicare în avalanșă are loc atunci cînd cîmpul maxim E_m din regiunea golită (figura 2.9) atinge o valoare critică E_{cr} .

Pentru o joncțiune p^+n abruptă, asimetrică (figura 2.7), în care extinderea zonei de sarcină spațială în stratul puternic dopat este redusă ($l_p \approx 0$), tensiunea inversă aplicată V_R este egală cu aria triunghiului avînd înălțimea E_m și baza l ($\approx l_n$) [1 ÷ 7]:

$$V_R = \frac{E_m l_n}{2}. \quad (2.27)$$

Din egalarea valorii cîmpului maxim E_m cu valoarea cîmpului critic E_{cr} din (2.27) se obține

$$E_m = \frac{2V_{BR}}{l_n} \approx E_{cr} \quad (2.28)$$

unde tensiunea inversă V_R este prin definiție tensiunea de străpungere V_{BR} , iar

$$l \approx l_n \approx \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 V_{BR}}{qN_D}}. \quad (2.29)$$

Din relațiile (2.28) și (2.29) expresia tensiunii de străpungere se obține sub forma [1÷7].

$$V_{BR} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s E_{cr}^2}{2q N_D} \quad (2.30)$$

Pentru o joncțiune $n+p$, N_D se înlocuiește cu N_A .

Din relația (2.30) rezultă că tensiunea de străpungere variază în sens contrar cu concentrația de impurități a substratului. Concluzia care rezultă este directă: obținerea unor dispozitive cu tensiuni de străpungere mari implică utilizarea unor substrate slab dopate (de mare rezistivitate).

Dacă lățimea W_n a bazei este insuficientă (dioda este „subțire”) zona de sarcină spațială va ajunge să se extindă în toată baza (vezi figura 2.10) și să atingă contactul metalic înainte ca intensitatea cîmpului electric în regiunea de sarcină spațială să ajungă la valoarea critică. Odată cu atingerea contactului metalic curentul prin diodă crește brusc, fiind limitat de elementele circuitului exterior; se spune că dioda s-a străpuns prin pătrundere (punch-through).

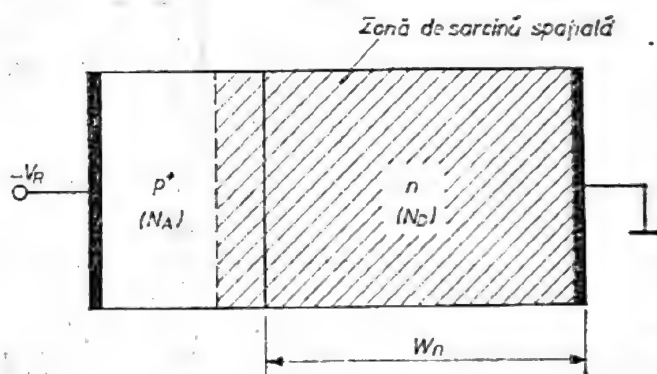


Fig. 2.10. Ilustrarea fenomenului de „pătrundere” la polarizarea inversă a unei joncțiuni pn.

Tensiunea V_{PT} la care se obține pătrunderea rezultă din relația (2.29), observînd că în cazul străpungerii prin pătrundere $l_n = W_n$ [4, 6, 7]

$$V_{PT} = \frac{qN_D W_n^2}{2\epsilon_0 \epsilon_s} \quad (2.31)$$

Valoarea tensiunii V_{PT} este inferioară valorii V_{BR} care se obține pentru o diodă groasă.

Diodele și tiristoarele se proiectează astfel încît străpungerea prin avalanșă să apară înaintea străpungerii prin pătrundere (straturile slab dopate — bazele — se realizează suficient de groase).

Străpungerea Zener (prin efect de tunelare) are loc în joncțiunile pn care au ambele zone semiconductoare puternic dopate, ($> 5 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$). La polarizarea inversă a acestor joncțiuni cîmpul electric intens din regiunea golită favorizează ruperea legăturilor covalente dintre atomii materialului semiconductor, rezultînd astfel purtători mobili de sarcină (electroni și goluri) disponibili pentru procesul de conducție. Fenomenul de trecere a unui electron devenit liber din banda de valență în cea de conducție

poartă denumirea de „tunelare”. Străpungerea Zener bazată pe efectul de tunelare se produce la un câmp critic de ordinul 10^6 V/cm (100 V/ μ m). Sub această valoare a câmpului critic dominant este fenomenul de străpungere în avalanșă (vezi figura 2.11).

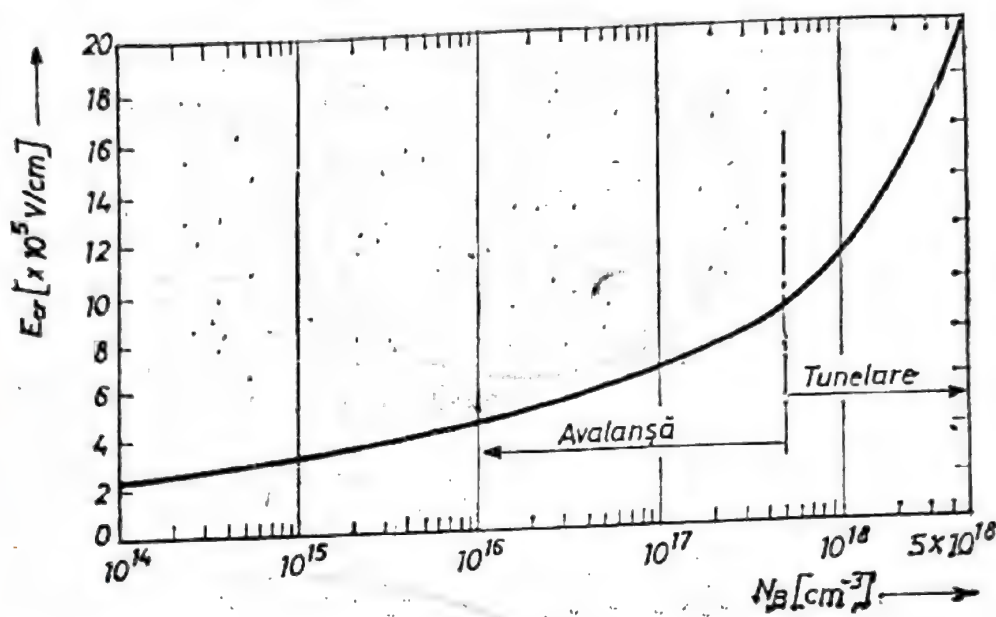


Fig. 2.11. Câmpul electric E_{cr} pentru străpungerea în avalanșă și Zener în funcție de concentrația de impurități a substratului, N_B , a joncțiunilor abrupte pn din siliciu.

2.1.7. Joncțiuni liniar-gradate și difuzate

Realizarea în practică a joncțiunilor pn ale dispozitivelor de putere se efectuează, de regulă, prin difuzie (vezi Capitolul 3). Atunci când joncțiunea metalurgică a structurii pn se află la o adâncime mică (<10 μ m), dispozitivul poate fi aproximat printr-o joncțiune abruptă.

În cazul unor joncțiuni metalurgice mai adânci, structura pn se consideră adesea ca fiind liniar-gradată (vezi figura 2.12), concentrația netă de impurități variind liniar în jurul joncțiunii metalurgice.

Se poate arăta că pentru o joncțiune liniar-gradată tensiunea de străpungere prin avalanșă este dată de relația [4÷7]

$$V_{BR} = \frac{4}{3} E_{cr}^{3/2} \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_s}{qa}} \quad (2.32)$$

unde E_{cr} este câmpul critic iar

$$a = \left. \frac{dN}{dx} \right|_{x=x_j} \quad (2.33)$$

este gradientul concentrației de impurități la joncțiune.

Tensiunea de străpungere a joncțiunilor liniar-gradate este proporțională cu $\sqrt{1/a}$, fiind practic cu atât mai mare cu cât gradientul concentrație

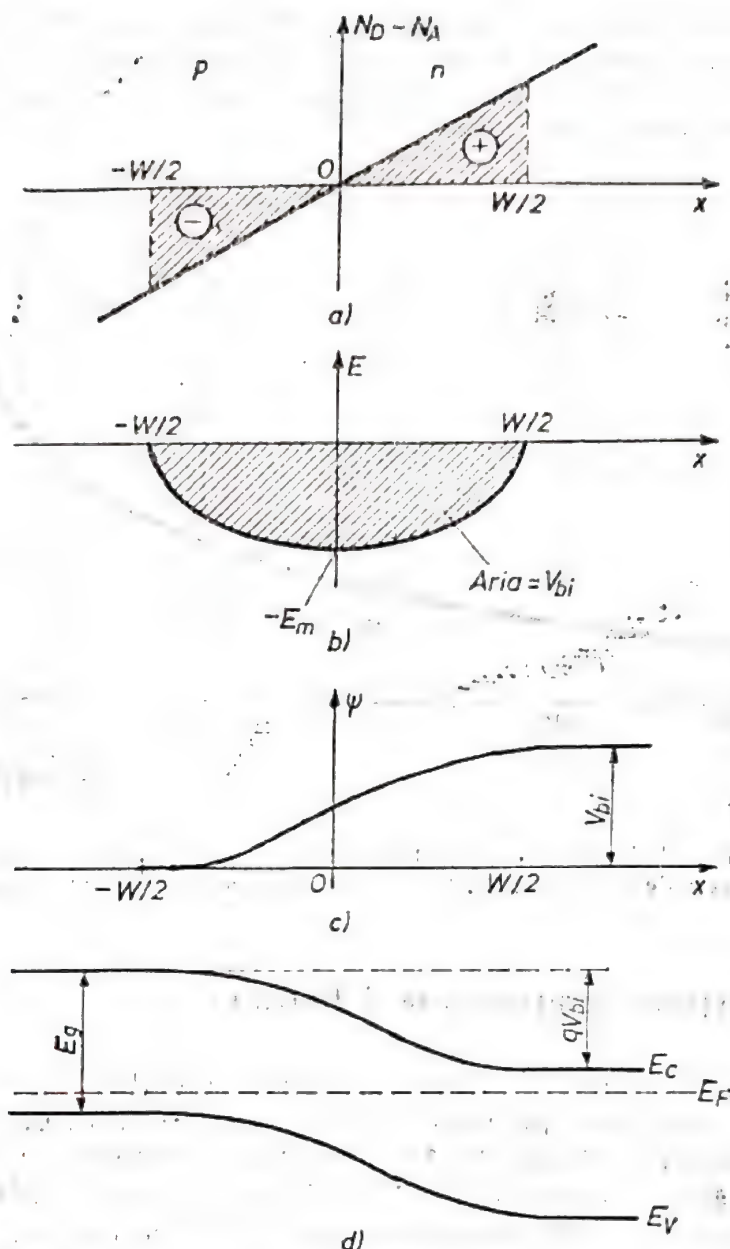


Fig. 2.12. Distribuțiile densității de sarcină (a), ale intensității câmpului electric (b) și potențialul (c) într-o joncțiune pn liniar-gradată la echilibru. În (d) este reprezentată diagrama de benzi a joncțiunii.

la joncțiune (a) are o valoare mai redusă. Pentru obținerea unor tensiuni de străpungere ridicate, joncțiunile redresoarelor de putere (diode și tiristoare) sînt adînci și au un gradient (a) relativ redus al concentrației de impurități [1, 4, 6].

Joncțiunile liniar-gradate au, de regulă, o tensiune de străpungere mai mare decît joncțiunile abrupte [1,4,6].

2.1.8. Comportarea tranzitorie a diodei. Timpii de comutare

Pentru aplicații în circuite de comutație, timpul de tranziție al diodelor din starea de conducție directă (on) în starea de blocare (off) trebuie să fie cît mai redus.

Fenomenele care însoțesc tranziția unei joncțiuni pn (diode) din starea „on” în starea „off” sînt ilustrate în figura 2.13.

Pînă în momentul $t = 0$ dioda este polarizată în direct, dispozitivul fiind parcurs de curentul de conducție în direct I_F . În momentul $t = 0$, comutatorul K trece instantaneu din poziția 1 în poziția 2. Ca urmare se întrerupe curgerea curentului I_F , și se forțează trecerea prin joncțiune a curentului invers I_R . Valoarea acestui curent ($I_R = V_R/R_R$) este determinată de sursa de tensiune E_R și de rezistența R_R . Curentul I_R își păstrează constantă valoarea pînă în momentul $t = t_1$. Intervalul de timp $(0, t_1)$, caracterizat prin constanța curentului I_R și prin faptul că tensiunea la bornele diodei scade de la V_F la 0, este determinat de necesitatea de a evacua purtătorii minoritari existenți în exces în baza diodei și poartă denumirea de *time de stocare* (storage time)*. După momentul t_1 curentul invers prin diodă începe să scadă, tensiunea la bornele diodei devine negativă tinzînd către valoarea $-E_R$. Durata intervalului de timp (t_1, t_2) în cursul căruia dioda își restabilește capacitatea de blocare în invers poartă numele de *time de tranziție* (transition time).

Dependența valorii timpului de blocare, t_{off} [egal cu intervalul $(0, t_2)$] normată la valoarea timpului de viață al purtătorilor minoritari în funcție de raportul I_F/I_R este indicată în figura 2.14 pentru cazul unei diode abrupte ideale.

Din figură se constată că pentru valori foarte mici ale raportului I_F/I_R (o supracomandă de blocare) este valabilă relația aproximativă [4, 5, 6]:

$$t_{off} = \frac{1}{2} \tau \frac{I_F}{I_R} \quad (2.34)$$

* Acest interval este denumit uneori și *intervalul de curent constant* (constant — current phase).

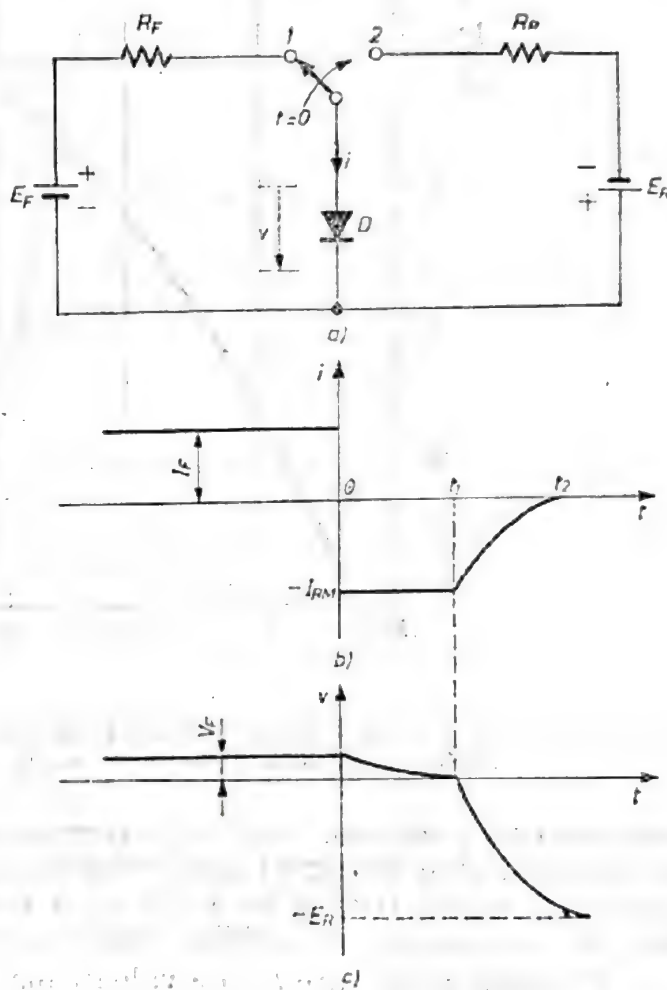


Fig. 2.13. Schema de principiu a circuitului utilizat pentru comutarea on-off a unei diode (a), variația curentului prin diodă, (b) și variația tensiunii la bornele diodei, (c).

Dependența prezentată în figura 2.14 pune în evidență cele două căi posibil de urmat pentru scăderea timpului de blocare al unei diode : micșorarea timpului de viață și micșorarea raportului I_F/I_R . Prima cale reprezintă

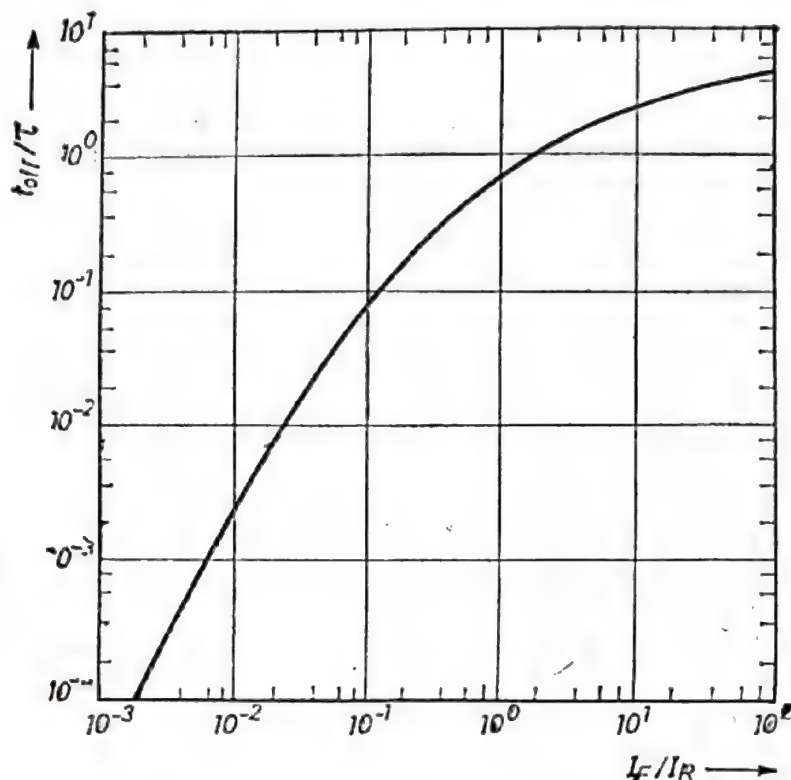


Fig. 2.14: Valoarea normală a timpului de blocare al unei diode în funcție de raportul dintre curenții în direct (I_F) și în invers (I_R).

abordarea tehnologică utilizată de exemplu pentru diodele rapide : în structură se introduce în cursul procesului de fabricație centri de recombinare care micșorează timpul de viață τ . A doua cale constituie abordarea la nivelul circuitului, accesibilă direct utilizatorului.

Un timp de blocare t_{off} de valoare mare micșorează frecvența maximă la care poate fi operată dioda și mărește pierderile de comutație, ceea ce conduce la încălzirea dispozitivului în timpul funcționării.

Din punct de vedere practic, tranziția unei diode din starea de blocare în starea de conducție are loc instantaneu (raportat la durata timpului t_{off}).

Producătorii de diode redresoare de putere, specifică, de regulă, valoarea timpului de revenire t_{rr} (reverse recovery time, vezi § 2.12.2.).

2.1.9. Puterea disipată în starea de conducție directă

Capabilitatea în putere a unei diode este determinată în principal de pierderile pe dispozitiv P_d în starea de conducție (on) și rezistența termică joncțiune-capsulă $R_{th,j-a}$ (vezi §2.13). Puterea de curent continuu disipată de o diodă în conducție directă se exprimă prin

$$P_d = I_T(V_F + I_T r_D) \quad (2.35)$$

unde V_p este tensiunea de prag a diodei, I_T curentul prin diodă, r_D rezistența internă a diodei în punctul static de funcționare considerat (vezi figura 2.15).

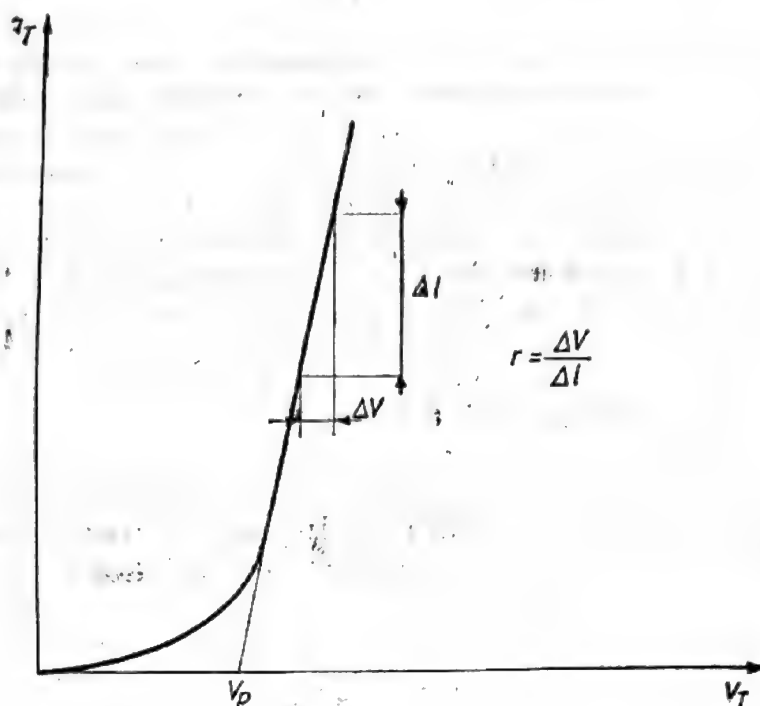


Fig. 2.15. Caracteristica $I - V$ statică a unui redresor de putere.

Puterea maximă pe care o poate disipa un redresor (diodă, tiristor) în curent continuu este (vezi §2.14) :

$$P_{a\max} = \frac{\Delta T}{R_{thj-c}} = \frac{T_j - T_a}{R_{thj-c}} = \frac{125^\circ - T_a}{R_{thj-c}} \quad (2.36)$$

2.1.10. Caracteristica $I - V$ la nivele mari de injecție

Funcționarea la nivel mare de injecție a dispozitivelor pn cu joncțiuni (în conducție directă) se caracterizează prin faptul că valoarea concentrației purtătorilor minoritari în straturile dispozitivului este comparabilă cu cea a purtătorilor majoritari. Ca urmare, componentele de difuzie și drift ale curentului în conducție directă sînt comparabile. La nivel mare de injecție :

- a) Mobilitatea μ scade datorită creșterii concentrației purtătorilor ;
- b) Procesele recombinătionale sînt dominate de *recombinarea Auger* (bandă-bandă)*.

* *Recombinarea Auger* implică întotdeauna doi purtători majoritari și un purtător minoritar. Astfel, în siliciu de tip n recombinarea Auger implică doi electroni și un gol : unul dintre electroni efectuează tranziția din banda de conducție în cea de valență, recombinaîndu-se cu un gol. Energia degajată ca urmare a acestei tranziții este transmisă celui de al doilea electron. În siliciu de tip p la recombinarea Auger participă două goluri și un electron.

Timpul de viață Auger τ_a se exprimă prin [4, 6]

$$\tau_a = \frac{1}{C_A \bar{n}^2} \quad (2.37)$$

unde \bar{n} este concentrația medie a purtătorilor din stratul semiconductor considerat, C_A este constanta Auger, avînd valori de [aproximativ 10^{-31} cm⁶/s.

Scăderea mobilității μ și a timpului de viață τ_a conduce la micșorarea lungimii de difuzie a purtătorilor minoritari (vezi relațiile 2.18 și 2.19). Ca urmare, crește căderea de tensiune ohmică pe straturile semiconductoră. La nivele mari de injecție, curentul printr-o diodă cu joncțiune este proporțional cu $\exp(qV/2kT)$ (vezi figura 2.8).

2.1.11. Schema echivalentă a diodei

Schema echivalentă de semnal mic a unei diode *pn* cu joncțiuni (vezi figura 2.16) este formată din conductanța G , capacitatea de barieră C_B (relația 2.16) și capacitatea de difuzie sau de stocare C_D , definită prin [3, 6].

$$C_D = \frac{\tau I}{\eta V_T} \quad (2.38)$$

unde $V_T = \frac{kT}{q}$, τ este timpul de viață al purtătorilor minoritari în bază, I este curentul prin dispozitiv în conducție directă.

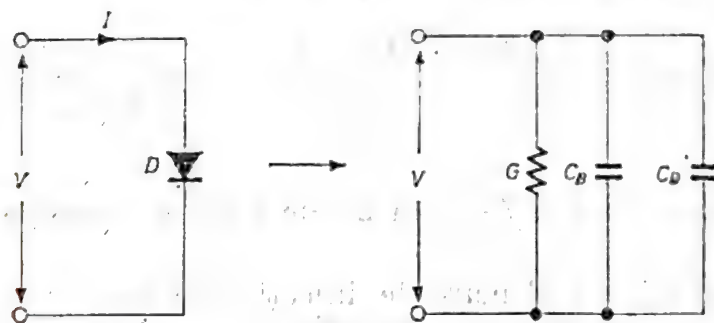


Fig. 2.16. Schema echivalentă de semnal mic a unei diode cu joncțiune *pn*.

La polarizarea inversă, G are o valoare extrem de redusă ($G = \frac{1}{|R_R|}$, vezi relația 2.42), iar capacitatea C_D poate fi neglijată în comparație cu C_B .

La polarizarea directă, deci la o valoare relativ mare a curentului I prin dispozitiv, capacitatea C_D este, de regulă, mult mai mare decât C_B . Conductanța G este în acest caz $G = \frac{1}{R_F}$ (vezi relația 2.40). Con-

stanta de timp τ a diodei este

$$\tau_F = C_D R_F \quad (2.39)$$

unde R_F este exprimat de relația (2.41).

2.2. Structuri de bază

2.2.1. Considerații generale

În cele prezentate în §2.1.6. și § 2.1.7. s-a considerat că străpungerea joncțiunilor pn are loc în volumul siliciului. Expresiile pentru tensiunea V_{BR} prezentate în § 2.1.6. și § 2.1.7. sînt strict valabile pentru joncțiuni pn plane (ideale).

În cazurile practice, valoarea tensiunii de străpungere este determinată de structura reală a dispozitivului și în special de condițiile concrete prevalente în zona în care joncțiunea metalurgică atinge suprafața de separație a siliciului de mediul înconjurător (suprafața laterală a dispozitivului). Terminația laterală a joncțiunii mărește valoarea cîmpului electric E la sau în apropierea suprafeței menționate, de regulă peste valoarea cîmpului E din volum. Întrucît tensiunea de străpungere V_{BR} este determinată de atingerea cîmpului critic în structură, maximizarea tensiunii V_{BR} implică minimizarea cîmpului electric maxim atins în structură, în particular în regiunea în care joncțiunea metalurgică atinge suprafața de separație siliciu-mediul înconjurător.

2.2.2. Inele de cîmp (gardă)

Una dintre metodele cele mai uzuale de fabricare a dispozitivelor cu joncțiuni pn este tehnologia planară (vezi Capitolul 3). În cadrul acestei tehnologii, atomii de impurități sînt difuzați în substrat prin ferestre obținute în oxid (SiO_2). În aceste cazuri geometria joncțiunii lîngă marginea regiunii ferestrei este aproximativ circular-cilindrică. Datorită curbării laterale a joncțiunilor planare, valoarea cîmpului electric în zonele menționate, este mai mare decît în cazul joncțiunilor plane (vezi § 2.1.6. și § 2.1.7.). Creșterea cîmpului electric E în structurile difuzate conduce la micșorarea tensiunii V_{BR} în comparație cu cea „ideală”, obținabilă în structuri plan-paralele (V_{pp}). Atunci cînd sînt utilizate joncțiuni planare se urmărește realizarea unei raze maxime de curbura a joncțiunilor pentru a se evita colțurile ascuțite (unde are loc străpungerea propriu-zisă). În cazurile practice reale tensiunea maximă de străpungere a joncțiunilor planare atinge aproximativ 65% din valoarea tensiunii V_{pp} . Această valoare este inacceptabil de mică pentru dispozitivele semiconductoare de putere cu joncțiuni.

În vederea măririi tensiunii de străpungere a joncțiunilor planare se utilizează așa-numitele *inele de cîmp* (*field rings*) [4]. O joncțiune planară cu inele de cîmp (de gardă) este prezentată în figura 2.17. O asemenea structură se obține prin difuzarea inelelor de tip p simultan cu formarea joncțiunii principale $p+n$. Denumirea de *inele de cîmp* provine din faptul

că acestea înconjoară joncțiunea principală ($p+n$) și reduc valoarea cîmpului electric la polarizarea în invers a structurii. Poziția inelului 1 (p_1) se alege astfel ca regiunea de sarcină spațială a joncțiunii principale să străpungă joncțiunea p_1n la o valoare a tensiunii inverse aplicate inferioară tensiunii de străpungere a joncțiunii principale. Orice creștere ulterioară

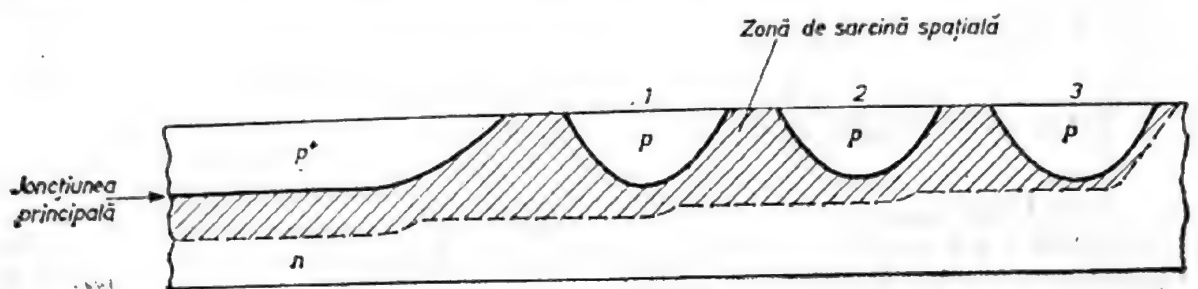


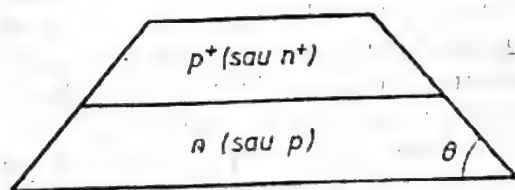
Fig. 2.17. Structură planară $p+n$ cu trei „inele de cîmp” (inele de gardă).

a tensiunii aplicate va fi preluată de joncțiunea (p_1n) a inelului de cîmp 1. Străpungerea dispozitivului are loc la joncțiunea cilindrică asociată ultimului inel de gardă (p_3).

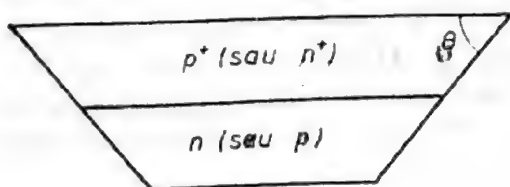
Trebuie remarcat faptul că pentru un substrat de siliciu de rezistivitate ridicată distanța dintre inele trebuie să fie relativ mare pentru a se atinge o capacitate înaltă în blocare. În consecință, inelele de cîmp (gardă) nu se utilizează în fabricarea dispozitivelor de tensiuni ridicate datorită faptului că ele ar ocupa o suprafață relativ mare pe placheta de siliciu.

2.2.3. Conturarea mecanică a suprafețelor

O reducere substanțială a cîmpului electric la suprafața structurilor pn la polarizare inversă se obține prin prelucrarea mecanică a suprafețelor conținând joncțiunea metalurgică. Prin acest procedeu se pot obține valori



a)



b)

Fig. 2.18. Modalități de conturare a joncțiunilor pn . (a) unghi de conturare (θ) negativ; (b) unghi de conturare (θ) pozitiv.

ale intensității cîmpului electric la suprafață sub cea a cîmpului E din volum, deci o creștere a tensiunii de străpungere. Există două modalități de bază de conturare mecanică a suprafețelor joncțiunilor pn : sub unghi negativ, respectiv pozitiv (vezi figura 2.18). Prin convenție, o joncțiune pn conturată sub un unghi negativ are o arie care crește pe măsura tranziției de la stratul puternic dopat la cel slab dopat. Conturarea unei joncțiuni sub unghi pozitiv implică scăderea ariei dispozitivului dinspre stratul puternic dopat înspre cel slab dopat [4, 6, 7].

O reducere substanțială a cîmpului electric pe suprafețele laterale este obținabilă pentru unghiuri de conturare θ pozitive cu valori cuprinse între 45° și aproximativ 60° .

Tensiunea de străpungere maximă pentru unghiuri de conturare negative se obține în condițiile în care extinderea zonei de sarcină spațială este aproape identică de ambele părți ale joncțiunii metalurgice. Această condiție este îndeplinită numai pentru joncțiuni adânci cu un gradient redus al impurităților (vezi și §2.6, § 2.7).

În practică obținerea unei conturări ideale se bazează pe calitatea (precizia) tehnicilor mecanice (abrazive) de prelucrare a suprafețelor. Din această cauză, conturarea prin metode mecanice se utilizează pentru dispozitive de arii mari. Pentru dispozitive de arii mai mici (diametre sub 15 mm) soluția mai economică pentru reducerea cîmpului la suprafață constă în utilizarea conturării prin corodare.

2.2.4. Conturarea suprafețelor prin corodare

O structură n^+p cu suprafața conturată prin corodare (*etch contour*) și pasivată cu un dielectric este prezentată în figura 2.19. Acest tip de prelucrare a structurii are efecte similare cu cele produse de unghiul negativ de conturare de valoare redusă. Întrucît unghiul de conturare este abrupt,

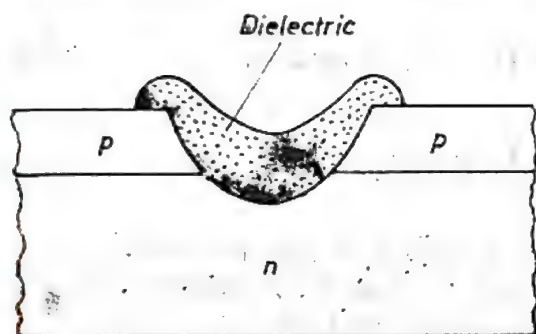


Fig. 2.19. Principiul conturării unei joncțiuni pn prin corodare.

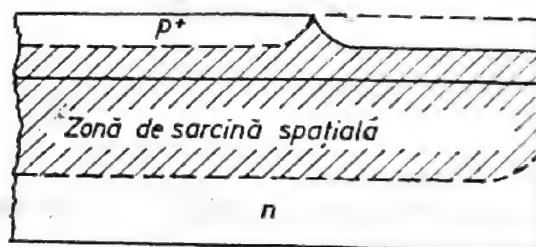


Fig. 2.20. Variantă de conturare a unei joncțiuni pn prin corodare.

într-o asemenea structură cîmpul la suprafață are valori mari, iar valoarea tensiunii de străpungere este situată, de regulă, între 60% și 80% din tensiunea de străpungere ideală (a unei joncțiuni plan-paralele). Variante mai elaborate ale structurii din figura 2.19 pasivate cu sticlă (*glasi-vate*) permit obținerea unei tensiuni de străpungere aproximativ egală cu 95% din valoarea ei ideală, [4, 6, 7].

O altă variantă de structură conturată este prezentată în figura 2.20. Prin corodarea unei părți a stratului p difuzat, zona de sarcină spațială din stratul p este „împinsă” în interiorul acestui strat puternic dopat, ceea ce se concretizează prin reducerea cîmpului electric la suprafață. Tensiunea de străpungere obținabilă prin această metodă poate atinge 95% din valoarea ei ideală. Această performanță implică un control riguros al adîncimii corodării.

2.3. Tipuri de diode

2.3.1. Diode redresoare

Diodele redresoare sînt proiectate și fabricate special pentru redresarea semnalelor alternative. Aceste dispozitive prezintă o rezistență joasă

la trecerea curentului într-un sens (polarizare directă) și o rezistență foarte mare la polarizarea inversă a joncțiunii. Caracteristica curent-tensiune a unei diode redresoare este descrisă analitic de relația (2.25), cu ajutorul căreia rezistența statică R_F (de curent continuu) în conducție directă se exprimă prin [6]

$$R_F = \frac{V_F}{I_F} \approx \frac{V_F}{I_0} e^{-qV_F/\eta kT} \quad (2.40)$$

pentru $V \geq 3kT/q$.

În mod similar, cu ajutorul relației (2.25) rezistența dinamică r_F (de semnal mic) a diodei se exprimă prin [6]

$$r_F = \frac{dv_F}{di_F} = \frac{\eta kT}{qI_F} \quad (2.41)$$

Rezistențele statică R_R , respectiv dinamică r_R , la polarizarea inversă se exprimă cu ajutorul relației (2.25) prin [6]

$$R_R = \frac{V_R}{I_R} \approx \frac{V_R}{I_0} \text{ pentru } |V_F| \geq 3kT/q, \quad (2.42)$$

$$r_R = \frac{dv_R}{di_R} = \frac{\eta kT}{qI_0} e^{qV_R/\eta kT} \quad (2.43)$$

Comparând ecuațiile (2.40)÷(2.43) se observă că raportul de redresare în curent continuu (R_R/R_F) variază cu $\exp(qV_F/\eta kT)$, în timp ce raportul de redresare în curent alternativ (r_R/r_F) variază cu $I_F/I_0 \exp(-qV_R/\eta kT)$.

Diodele redresoare au, de regulă, o viteză de comutare redusă, datorită în principal, timpului necesar tranziției din starea de conducție directă în cea de blocare. Acest timp de întârziere, proporțional cu timpul de viață al purtătorilor minoritari în baza dispozitivelor, nu constituie un impediment major în funcționarea acestora la frecvența rețelei.

În aplicațiile de frecvențe înalte, sînt utilizate *diode redresoare rapide* (vezi § 2.3.6) a căror viteză mărită de comutare din starea *on* în starea *off* se obține prin micșorarea timpului de viață din bază (vezi § 2.14).

Majoritatea redresoarelor au capacități în putere în gama 0,1... 10W și tensiuni de blocare în invers de la 50 V la 2500 V. Timpii uzuali de comutare sînt de 50 ns... 200 ns pentru diode de mică putere și 0,5 μs... 1 μs pentru redresoare de mare putere. Pentru redresarea tensiunilor înalte se conectează cîteva diode în serie. Tipuri speciale de diode redresoare au tensiuni de blocare în invers de 5... 8 kV.

2.3.2. Stabilizatoare de tensiune. Diode Zener

Diodele proiectate și fabricate special pentru funcționarea în regiunea de străpungere a caracteristicii $I-V$ poartă denumirea de **diode Zener**, fiind utilizate dispozitive ca generatoare de tensiune constantă (de referință) [3,5]. Diodele Zener sînt utilizate ca stabilizatoare de tensiune pe

o sarcină R_L (vezi figura 2.21). Dioda este operată în regiunea de străpungere, prin ea asigurându-se — de la sursa V^+ prin intermediul rezistorului R — un curent mai mare decât valoarea I_{BR} (vezi figura 2.21.a). După asigurarea punctului de funcționare al diodei Zener printr-o polari-

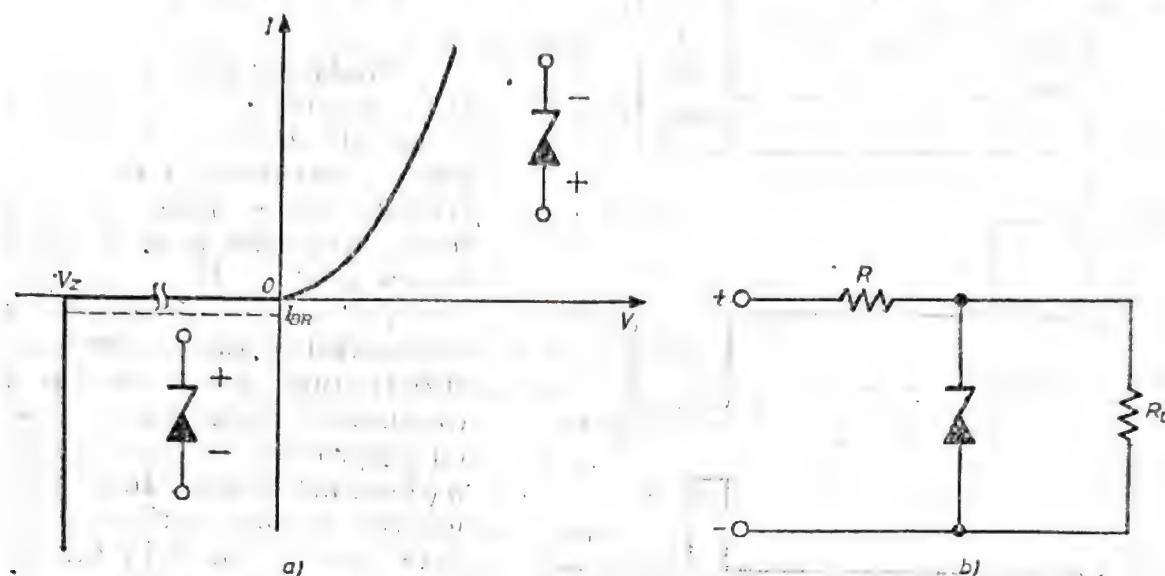


Fig. 2.21. (a) Caracteristica $I-V$ a unei diode Zener; (b) conectarea dispozitivului ca stabilizator de tensiune pe sarcina R_L

zare corespunzătoare, dispozitivul stabilizează tensiunea pe sarcina R_L (la bornele căreia este conectată) față de variațiile curentului prin R_L și ale tensiunii de alimentare V^+ . Această trăsătură distinctivă a diodei Zener se bazează pe faptul că, în regiunea de străpungere a caracteristicii $I-V$, variațiile mari ale curentului produc modificări neesențiale ale tensiunii pe dispozitiv. Pentru funcționarea diodei Zener în regim de stabilizare este necesară asigurarea unui curent I_Z prin dispozitiv de o valoare superioară curentului I_{BR} (vezi figura 2.21.a). Valoarea maximă a curentului prin dioda Zener este limitată de capacitatea în putere a dispozitivului.

Pentru tensiuni de străpungere V_{BR} de peste 8 V, mecanismul de străpungere al diodelor Zener din siliciu este în principal dominat de multiplicarea în avalanșă a purtătorilor (vezi § 2.1.6.). Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate V_Z pentru aceste diode este pozitiv. Pentru tensiuni de străpungere V_{BR} sub 5 V, mecanismul de străpungere al diodelor Zener din siliciu este dominat în principal de fenomenul de tunelare (Zener), iar coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate V_Z al acestor dispozitive este negativ. Pentru diode Zener cu V_Z între 5 V și 8 V mecanismul de străpungere este o combinație a fenomenelor de multiplicare în avalanșă și de tunelare. Conectarea în serie a două diode Zener, una cu coeficient de temperatură (CT) pozitiv al tensiunii V_Z , iar cealaltă cu un CT negativ, permite obținerea cu ajutorul acestor dispozitive a unei referințe de tensiune independentă de temperatură. În mod curent sint fabricate diode Zener de 8...12 V, avînd un CT de 0,002%/°C la curenți prin dispozitiv de 8...12 mA.

Diodele Zener au capacități parazite de 10 pF până la nF. Valoarea acestor capacități este direct proporțională cu aria unui dispozitiv, deci cu capacitatea sa în putere.

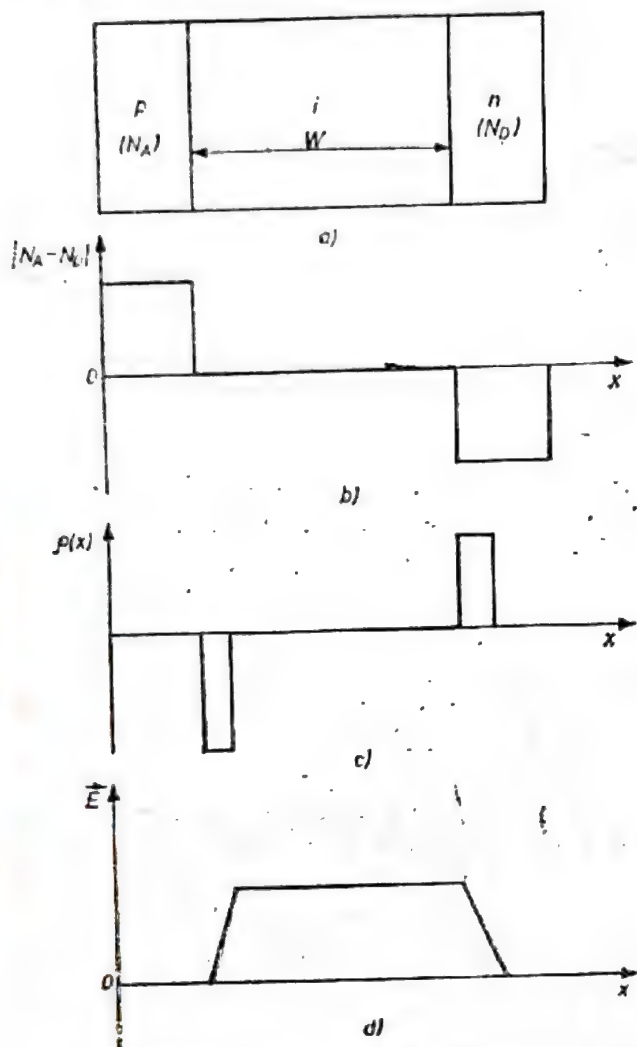


Fig. 2.22. Distribuțiile de impurități (b), ale densității de sarcină (c) și ale câmpului electric (d) într-o structură *pin* (a).

Datorită dopării uniforme a stratului *i*, câmpul electric E din această zonă are o valoare constantă (vezi figura 2.22.d). Tensiunea de străpungere V_{BR} a diodei *pin* este aproximativ egală cu aria dreptunghiului din figura 2.22.d. Întrucât câmpul maxim (critic) E_{cr} în siliciu la dopări reduse este de $\approx 2,5 \cdot 10^5$ V/cm ($= 25$ V/ μ m), tensiunea de străpungere a structurii *pin* polarizate invers este [4, 6].

$$V_{BR} = E_{cr}W = 25W \text{ [V]} \quad (2.44)$$

unde W (în μ m) este grosimea stratului *i* (figura 2.22.a).

Dioda *pin* și-a găsit aplicații variate în circuitele de microunde. Importanța dispozitivului în domeniul redresoarelor de putere rezidă în: a) capacitatea structurii *pin* de a bloca tensiuni inverse aplicate de valori mari; b) atractivitatea modelului diodei *pin* în analiza stării de conducție în direct (*on*) a tiristoarelor de putere (vezi § 2.7).

2.3.3. Diode pin

Dioda *pin* este un dispozitiv semiconductor cu două terminale și trei straturi, regiunea intrinsecă *i* de rezistivitate mare fiind situată între straturile *p* și *n* (vezi figura 2.22.a). În structurile reale, regiunea idealizată *i* aproximează fie un strat de rezistivitate mare de tip *p* (denumit strat π), fie un strat cu proprietăți analoage de tip *n* (denumit strat ν). Juncțiunile *pnn*⁺, realizate prin implantare ionică sau prin difuzie pe un strat epitaxial, constituie în fapt diode *pin* (*pvn*) [4÷7].

Structura *pin* constituie un mijloc eficient de mărire a tensiunii de blocare în redresoarele semiconductoare de putere. La polarizarea în invers a unei diode *pin* (+ pe terminalul conectat la stratul *p*, - aplicat pe contactul *n*), zonele de sarcină spațială ale joncțiunilor *pi*, respectiv *ni*, se extind în principal în stratul slab dopat („intrinsec”) *i*.

La polarizarea în direct a structurii *pin* (+ pe terminalul conectat la stratul *p*, — pe contactul atașat stratului *n*), curentul în direct i_T prin dispozitiv este format de golurile injectate din stratul p^+ în zona *i*, respectiv din electronii injectați din stratul n^+ în regiunea *i*. Întrucât concentrațiile de goluri (*p*) și electroni (*n*) injectați de joncțiunile p^+i , respectiv n^+i sînt cu mult superioare concentrației din zona *i*, ($\approx n_i$), regiunea centrală (*i*) a dispozitivului se află la nivel mare de injecție ($p = n$, vezi § 2.1.10).

Densitatea *J* a curentului direct prin structură este în acest caz [4,6]

$$J = \frac{q\bar{n}W}{\tau_a} \quad (2.45)$$

unde τ_a este timpul de viață Auger (vezi relația 2.37) iar \bar{n} concentrația medie a purtătorilor de sarcină în stratul *i*.

La nivel mare de injecție ($n = p$), densitatea *J* a curentului prin structură va fi determinată în principal de drift, ceea ce implică [4,6]

$$J = q\mu_n n \bar{E} + q\mu_p p \bar{E} \approx q(\mu_n + \mu_p)n \bar{E} \quad (2.46)$$

unde \bar{E} este valoarea medie a cîmpului electric în zona *i*.

Căderea de tensiune V_i pe zona *i* în conducție directă se exprimă prin

$$V_i = \bar{E}W. \quad (2.47)$$

Valoarea cîmpului \bar{E} rezultă din egalarea relațiilor (2.45) și (2.46), de unde [4, 6]

$$V_i = \frac{kT}{q} \frac{2b}{(1+b)^2} \left(\frac{W}{L_a} \right)^2 \quad (2.48)$$

unde $L_a = \sqrt{D_a \tau_a}$ este lungimea ambipolară de difuzie, $b = \mu_n/\mu_p$ este raportul mobilităților, iar τ_a este dat de (2.37).

Din (2.48) se observă că pentru $W/L_a > 1$ căderea de tensiune în direct pe stratul *i* crește pronunțat. Pentru $W/L_a < 1$, contribuția căderii de tensiune V_i la valoarea totală a căderii de tensiune pe dispozitiv este redusă (vezi și § 2.7). Rezistența ohmică a stratului *i* [6].

$$R_i = \frac{V_i}{I_F} = \frac{3kTW^2}{8qD_a\tau_a} \frac{1}{I_F} \quad (2.49)$$

este invers proporțională cu curentul direct prin dispozitiv (I_F), cu coeficientul ambipolar de difuzie $D_a = 2D_n/(1+b)$, cu timpul de viață Auger τ_a și direct proporțional cu grosimea (*W*) stratului *i*.

2.3.4. Varactoare

Termenul de varactor derivă din *variable reactor* și desemnează un dispozitiv a cărui reactanță poate fi modificată într-un mod controlat printr-o tensiune de polarizare. Diodele fabricate special în scopul utilizării dependenței capacității lor de barieră C_b de tensiunea aplicată poartă denumirea de diode varicap sau varactoare [2, 6].

Proprietatea fundamentală a diodelor varicap este relevată de relația (2.16). O dată cu creșterea polarizării inverse a diodei, lățimea W a zonei de sarcină spațială scade și, în consecință, C_B se micșorează. O dependență tipică $C_B = f(V_R)$ pentru o diodă varicap este prezentată în figura 2.23. În mod similar, pentru o polarizare pozitivă a diodei, W scade și deci C_B crește.

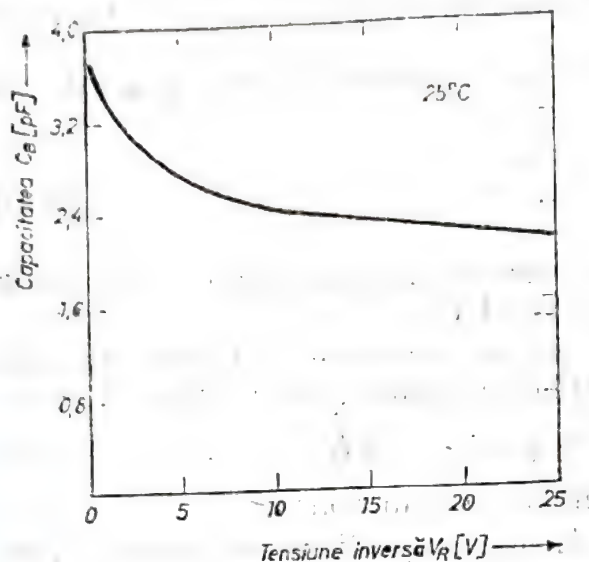


Fig. 2.23. Dependenta tipică a capacității pe barieră C_B a unei diode varicap de tensiunea inversă aplicată.

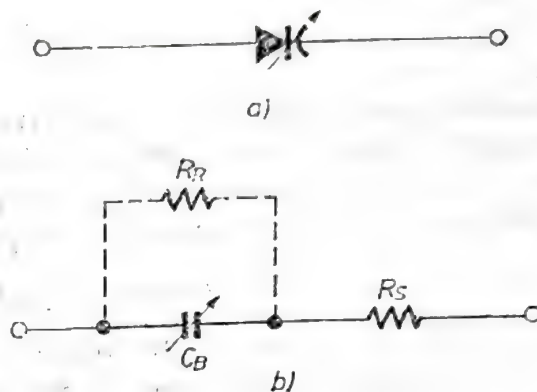


Fig. 2.24. Dioda varicap la polarizare inversă: (a) simbolul diodei, (b) modelul de circuit.

Modelul de circuit al diodei varicap la polarizare inversă este prezentat în figura 2.24. Rezistorul R_s modelează rezistența serie ohmică a diodei. Valorile tipice pentru C_B și R_s sînt de ≈ 20 pF și $\approx 8,5$ Ω , la o polarizare inversă de ≈ 4 V. Rezistența inversă a diodei R_r (care șuntează capacitorul C_B) are o valoare mare (≈ 1 M Ω) și, de regulă este neglijată.

Diodele varicap sînt utilizate în amplificatoare parametrice, detectoare, sisteme de mixare a semnalelor etc.

În circuite utilizate la frecvențe înalte, se impune ca valoarea capacității C_B a diodei varicap să fie de valoare cît mai redusă. Motivul principal este următorul: dioda este utilizată în polarizare directă atunci cînd se urmărește prevenirea transmisiei unui semnal. Dacă însă capacitătea de barieră C_B are o valoare mare, curentul invers va trece prin C_B , anulînd astfel proprietatea de redresor a diodei.

2.3.5. Varistoare

Un varistor (variable resistor) este un dispozitiv cu două terminale, a cărui caracteristică curent (I) — tensiune (V) este neliniară. Un asemenea comportament ne-ohmic îl are o diodă cu joncțiune pn (vezi relațiile 2.40—2.43). Caracteristici similare se obțin pentru diode cu joncțiunea metal-semiconductor (vezi § 2.3.7) [6].

Varistoarele sînt utilizate în calitate de limitatoare de tensiune. Conectarea a două varistoare în antiparalel permite obținerea unui limitator în ambele sensuri [6].

2.3.6. Diode rapide de comutație

Diodele cu revenire rapidă (fast-recovery diodes) sînt utilizate în circuitele care funcționează la viteze mari de comutație.

Diodele rapide se pot clasifica în două tipuri: diode difuzate cu joncțiuni pn și diode cu contact metal-semiconductor (diode Schottky, vezi § 2.3.7). Circuitul echivalent pentru ambele tipuri de diode este cel al unei diode varicap (vezi figura 2.24). Comportamentul dinamic la blocare al ambelor tipuri de diode este similar celui descris în § 2.1.8.

Timpul total de revenire $t_{rr}(=t_1+t_2)$, vezi § 2.1.8) al unei diode rapide cu joncțiune pn poate fi substanțial redus prin introducerea centrilor de recombinare (vezi § 2.14). Reducerea pe această cale a componentelor principale ale timpului t_{rr} conduce însă la creșterea curentului invers I_A al diodei și la scăderea tensiunii de străpungere [4, 6, 7].

2.3.7. Diode Schottky de putere

Particularități funcționale ale diodei Schottky

Diodele Schottky reprezintă o categorie distinctă în cadrul familiei de diode redresoare prin aceea că funcția de redresare este realizată de contactul între un metal și un semiconductor și nu de joncțiuni pn semiconductoră [8÷13].

Conform modelului propus de W. Schottky, la joncțiunea dintre metal și semiconductor se formează o regiune de sarcină spațială (regiune de barieră) care explică comportarea redresoare a contactului [8, 10, 11].

Curentul prin dioda Schottky este transportat de un singur tip de purtători, purtătorii majoritari din semiconductor (goluri sau electroni). Deoarece mobilitatea electronilor este de 2...3 ori mai mare decât cea a golurilor, diodele Schottky sînt realizate aproape exclusiv pe semiconductor de tip n . Absența injectiei de purtători minoritari pentru dioda Schottky (spre deosebire de diodele cu joncțiuni pn) are două consecințe majore [10]:

- nu există sarcină stocată la nivelul joncțiunii fapt care determină o comportare excelentă în comutație; timpii de comutație depind exclusiv de capacitatea dispozitivului;

- nu apare fenomenul de modulare a rezistivității stratului semiconductor determinat de creșterea nivelului de curent; tensiunea în conducție și tensiunea de blocare sînt sensibil mai mici decât în cazul diodelor cu joncțiuni pn .

Aceste particularități funcționale conferă cîteva avantaje clare diodelor Schottky, făcîndu-le de neînlocuit într-o serie de aplicații în care se cer viteze mari de comutație și disipații mici de putere la nivele mari de curenți de conducție și în care tensiunile de blocare nu sînt critice.

În Tabelul 2.1 sînt prezentate comparativ caracteristicile diodelor redresoare normale, rapide, epitaxiale și Schottky [8, 9].

Aplicațiile tipice pentru diodele Schottky de putere sînt:

- surse de tensiune mică (în regim de comutație) pentru calculatoare;
- invertoare, chopere

Tabelul 2.1.

Tabel comparativ cu caracteristicile diodelor redresoare normale, rapide, epitaxiale și Schottky.

Tipul diodei	Tensiune de blocare	Tensiune în conducție	Timp de comutație	Curent mediu. redresat
Diode <i>pn</i> normale difuzate	1000...3000V	1,2...1,4V	5μs	0,4...1000A
Diode <i>pn</i> rapide difuzate	600...1200V	1,4...1,8V	0,2...1 μs	0,4...600A
Diode <i>pn</i> epitaxiale	100... 600V	1...1,2V	0,05...0,1μs	0,4...1A
Diode Schottky	30... 60V	0,6...0,8V	0,05...0,08μs	10...80A

Tehnologia de realizare a diodelor Schottky de putere [12, 13]

Dificultatea tehnologică majoră în obținerea diodelor Schottky de putere o constituie realizarea contactului metal-semiconductor.

Etapele tehnologice principale sînt următoarele (vezi figura 2.25)

— *creșterea epitaxială* a unui strat de tip *n* cu o concentrație de impurități de $10^{15} \dots 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ și cu o grosime de cîțiva microni pe un substrat de tip *n*⁺ de rezistivitate mică (2...5 mΩ cm) și grosimea 150...200 μm care constituie un suport mecanic bun pentru procesările ulterioare;

— *realizarea inelului de gardă* — inelul de gardă constă dintr-o difuzie *p*⁺ selectivă și are rolul de a reduce efectele de margine (tehnică uzuală pentru reducerea intensității câmpului electric în regim de blocare la marginea joncțiunii, vezi § 2.2.2.);

— *realizarea contactului Schottky* — prin depunerea în vid în condiții de acuratețe deosebită a straturilor metalice.

Contactul metalic constă în general dintr-o succesiune de straturi metalice avînd fiecare un rol bine precizat. Primul metal depus pe stratul epitaxial este cromul sau molibdenul care conferă calități optime contactului metal-semiconductor. Al doilea strat metalic (în general nichel) are un dublu rol: constituie (a) un strat metalic corespunzător din punct de vedere al interacțiunii cu aliajele uzuale de lipit folosite în montajul pe capsulă și (b) un ecran ce evită contaminarea contactului metal-semiconductor cu compuși din aliaj care ar afecta calitatea contactului metal-semiconductor. Ultimul strat (în general argint) este folosit pentru protejarea stratului de nichel împotriva oxidării;

— *tratamentul termic* — după depunerea straturilor metalice în vid. urmează tratamentul termic (în atmosferă și la temperaturi strict controlate) — tratament în timpul căruia se realizează contactul metalurgic întin între semiconductor și metal (prin formarea unor compuși complecși siliciu-metal). După tratamentul termic urmează separarea structurilor din plachetă;

— *montajul* — pentru evitarea fenomenelor de oboseală termică structura se lipește între doi electrozi de molibden (coeficientul de dilatare al acestui metal este apropiat de cel al siliciului) cu ajutorul unor aliaje adecvate (PbAgIn, PbSnAg, etc.). Ulterior, folosind aliaje de temperatură mai scăzută (LP60 sau SnAg) se montează elementele metalice ale capsulei (ambaza și conexiunea);

— *încapsularea* — se utilizează procedeele clasice de încapsulare (trecere metal-sticlă, capsulă metal-plastic) aplicate la fabricația diodelor redresoare normale.

Caracterizarea diodelor Schottky de putere

Caracteristica în conducție a diodelor Schottky este descrisă de relația [8], [10]:

$$v_F(i_F) = V_{FO} + r_s i_F \quad (2.50)$$

în care V_{FO} este căderea de tensiune pe contactul Schottky iar r_s rezistența serie a diodei.

Mărimile V_{FO} și r_s sînt determinate de proprietățile materialelor utilizate în fabricarea diodei Schottky și de geometria structurii. Relațiile de calcul utilizate în proiectare sînt [10, 11]:

$$V_{FO} = \Phi_{Bn} - \eta V_T \ln \frac{A_n A_j T^2}{i_F} \quad (2.51, a)$$

$$r_s = \frac{w_s}{q N_D \mu_n A_j} + \frac{\rho_s w_s}{A_j} \quad (2.51, b)$$

unde Φ_{Bn} este potențialul barierei de contact Schottky și depinde în principal de natura metalului utilizat pentru realizarea contactului ($\Phi_{Bn} = 0,6 \dots 0,7$ V pentru Cr, $\Phi_{Bn} \approx 0,85$ V pentru Pt), V_T diferența de potențial internă, η factorul de idealitate, A_j aria joncțiunii metal-semiconductor, A_n constanta Richardson ($A_n = 120$ A/cm² K² — pentru electroni), T temperatura de lucru, w_s , w , grosimile stratului epitaxial și substratului, N_D nivelul de dopare a stratului epitaxial, μ_n mobilitatea electronului, q sarcina electronului, ρ_s rezistivitatea substratului.

În regim de polarizare inversă mărimile caracteristice ale diodei Schottky — curentul invers i_R și capacitatea C_j — sînt descrise de relațiile [10, 11]:

$$i_R = A_j A_n T^2 \exp\left(-\frac{\Phi_{Bn}}{V_T}\right) \quad (2.52)$$

$$C_j = A_j \left[\frac{q N_D \epsilon_s}{2(\Phi_{Bn} - \Phi_n + V_R)} \right]^{1/2} \quad (2.53)$$

care ϵ_s este permitivitatea electrică a semiconductorului n și Φ_n potențialul Fermi pentru electroni.

Timpul de comutație al diodei Schottky t_{rr} este direct proporțional cu sarcina stocată Q_{rr} definită de relația [10, 11]:

$$Q_{rr} = \int_0^{V_{RM}} C_j dV_R \quad (2.54)$$

La IPRS-BĂNEASA se produce în mod curent diode Schottky de 15 A, 30 A și 60 A.

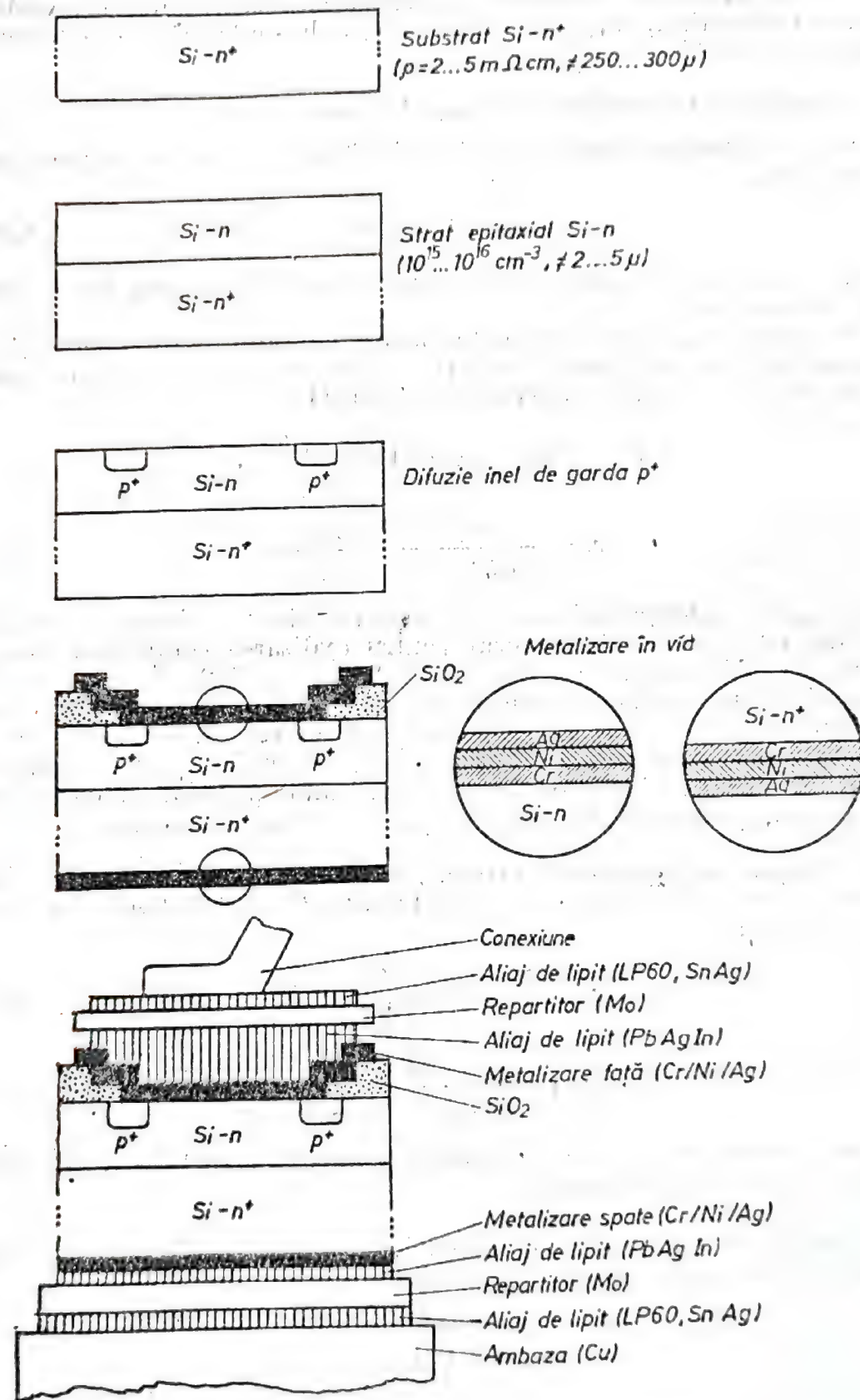


Fig. 2.25. Etapele tehnologice principale de realizare a unei diode Schottky (desenele nu sînt realizate la scară).

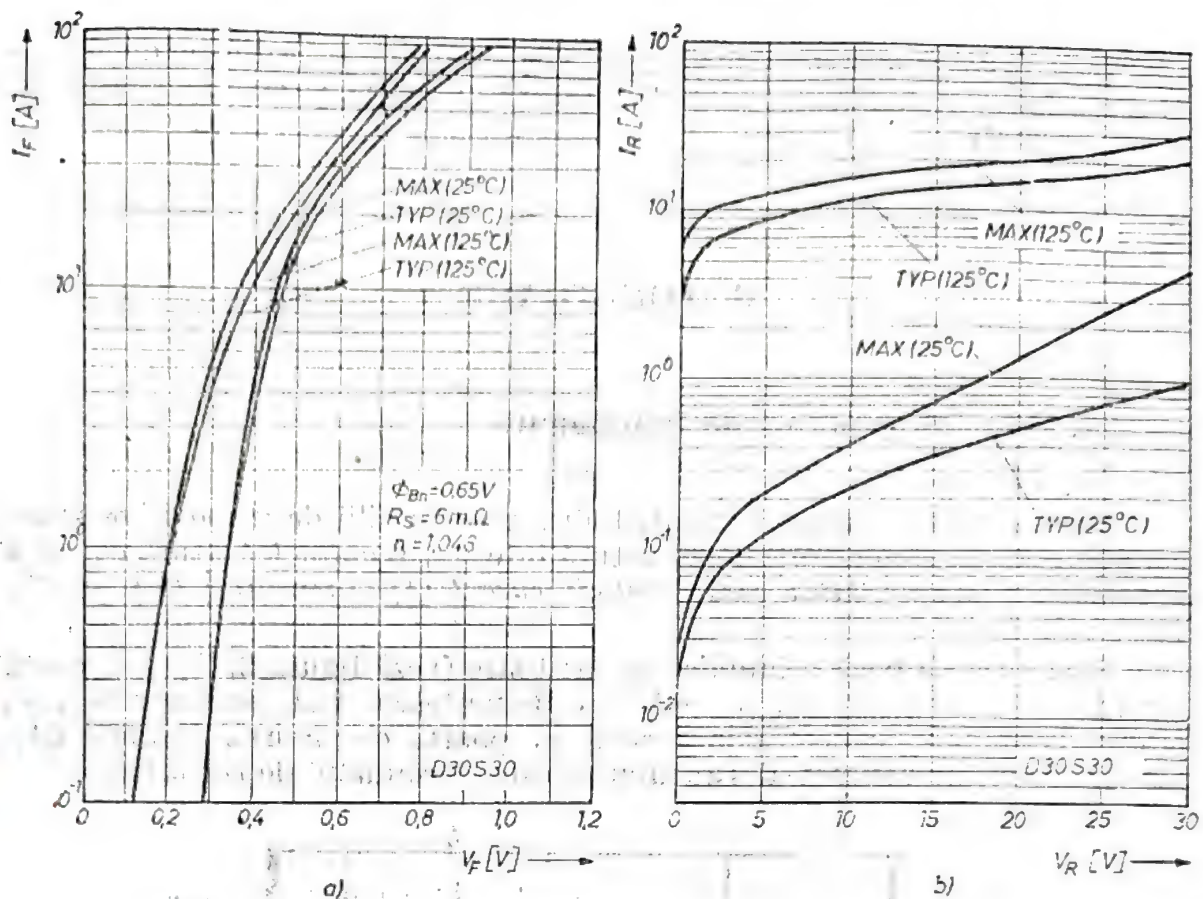


Fig. 2.26. Caracteristica directă (a) și caracteristica inversă (b) a diodei Schottky D30S30 — IPRS-BĂNEASA.

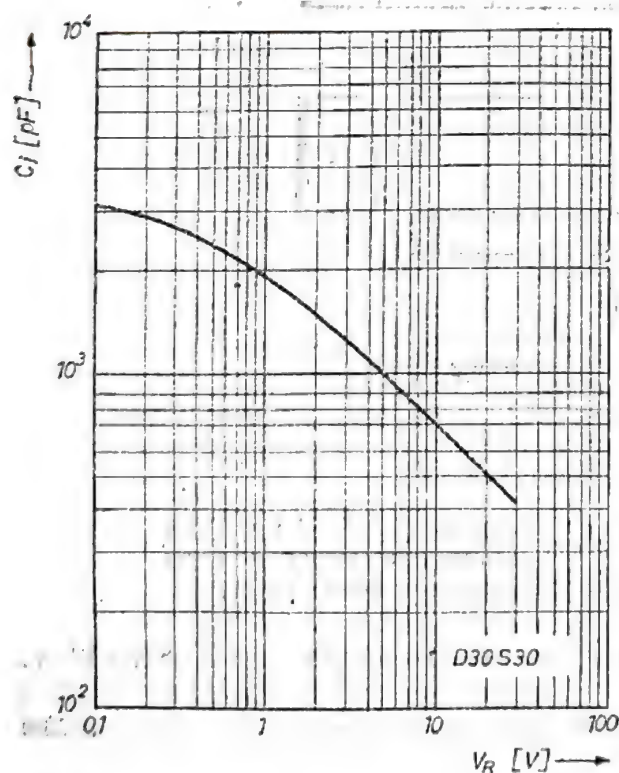


Fig. 2.27. Dependența capacității diodei Schottky D30S30 — IPRS-BĂNEASA, polarizată invers, de tensiunea inversă.

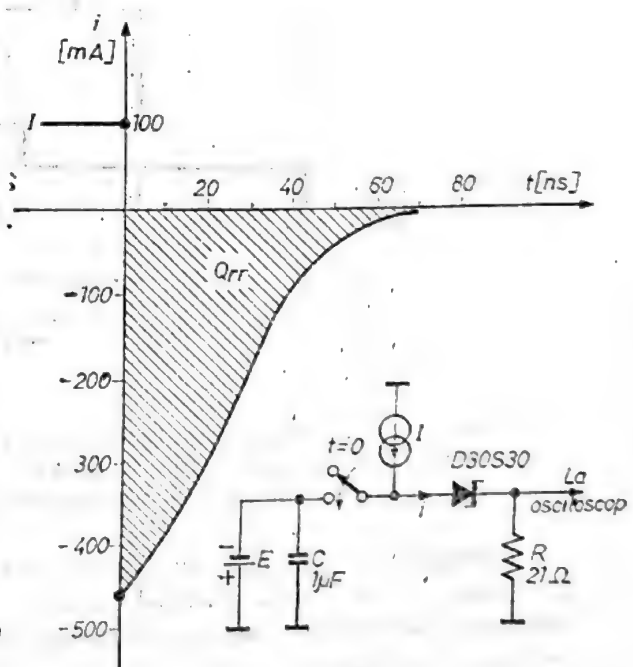


Fig. 2.28. Determinarea sarcinii și a timpului de revenire inversă. În figură se indică dependența tipică a curentului i prin dioda D30S30 — IPRS-BĂNEASA în funcție de timp și schema de principiu a circuitului de măsură.

În figurile 2.26. a, b, 2.27 și 2.28 sînt indicate în calitate de exemplu performanțele diodei D30S30 (diodă Schottky cu $I_{FAV} = 30$ A, $V_{RWM} = 30$ V).

B. TIRISTOARE

2.4. Principii generale de funcționare

Denumirea de tiristor este atribuită unei familii de dispozitive semiconductoră cu similarități de structură internă, a căror trăsătură comună o constituie *bistabilitatea caracteristicii curent (I) — tensiune (V)* [4÷7], [14÷17].

Structura de bază a familiei de tiristoare (vezi figura 2.29) are patru straturi alternate (p_1, n_1, p_2, n_2) care delimitează trei joncțiuni (J_1, J_2 și J_3). Terminalul conectat la stratul p_1 poartă denumirea de anod (A), iar electrodul de contact al stratului n_2 este terminalul de catod (K).

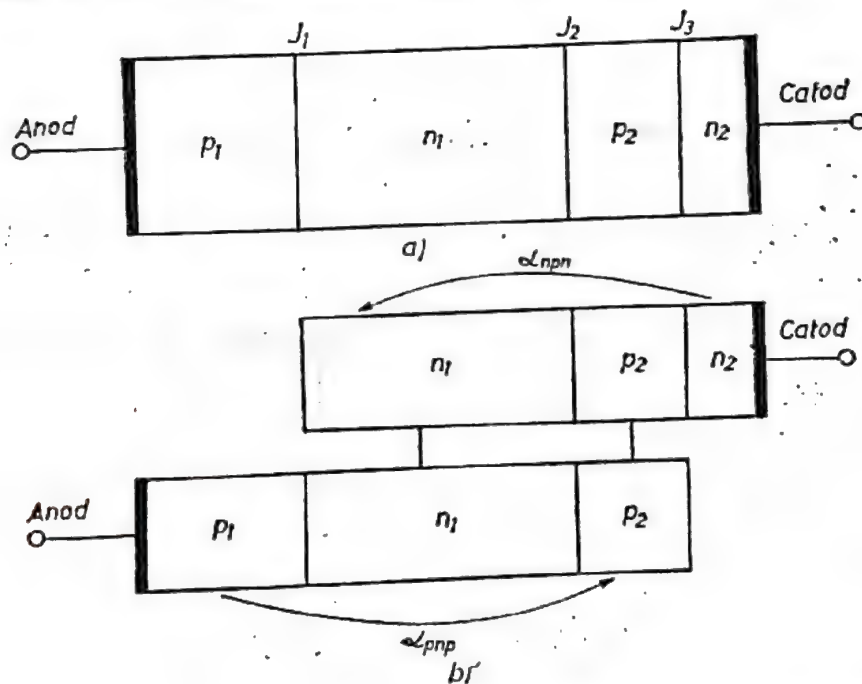


Fig. 2.29. (a) Structura clasică *pnpn* cu trei joncțiuni (J_1, J_2, J_3) și două terminale de contact (dioda Shockley). (b) Echivalarea structurii *pnpn* cu două tranzistoare complementare ($p_1n_1p_2$, respectiv $n_1p_2n_2$).

Structura $p_1n_1p_2n_2$ cu două terminale se numește diodă Shockley. Schema echivalentă simplificată a structurii *pnpn* (vezi figura 2.29.b) utilizată în mod curent este formată din două tranzistoare complementare ($p_1n_1p_2$ și $n_1p_2n_2$).

Toate dispozitivele din familia „tiristoare” sînt derivate ale structurii *pnpn* din figura 2.29. Cel mai răspîndit dispozitiv din această familie are

un electrod suplimentar (de comandă) conectat la stratul p_2 (baza p_2). Acest terminal de comandă (figura 2.30.a) poartă denumirea de *poartă* ($G = gate$, în limba engleză).

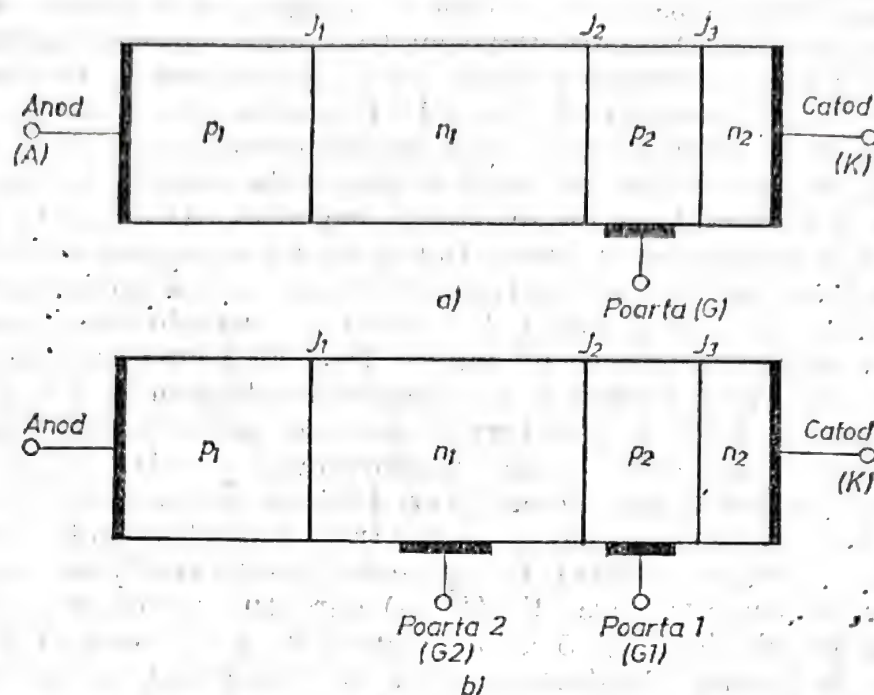


Fig. 2.30. (a) Structura unui tiristor convențional cu contact de poartă atașat bazei p_2 . (b) Structura unui tiristor cu terminale de contact atașate fiecărui strat semiconductor.

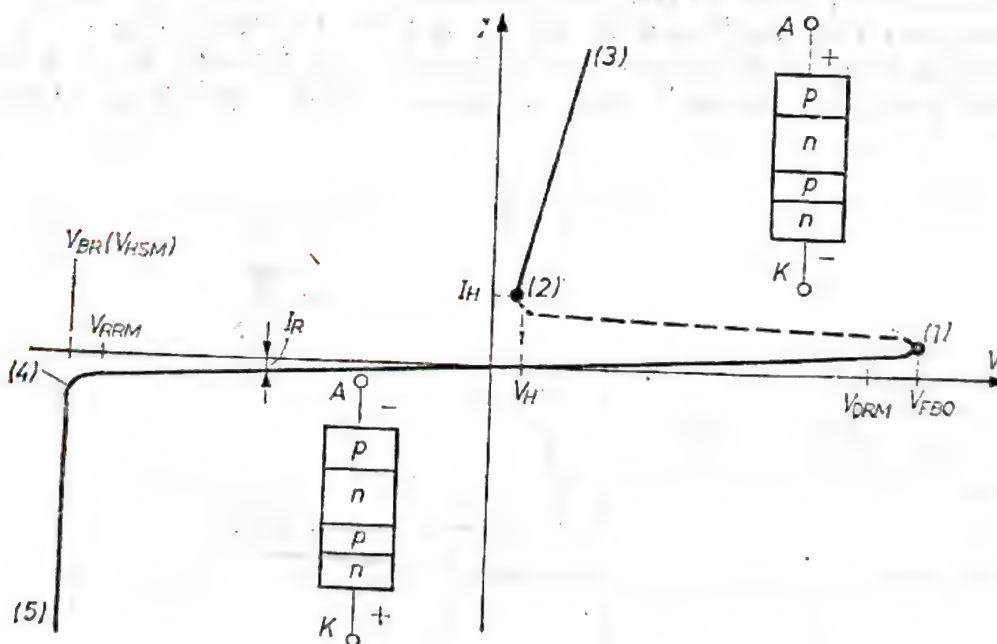


Fig. 2.31. Caracteristica statică curent (I) — tensiune (V) a unui dispozitiv semiconductor cu structura $pnpn$ la polarizarea în direct și în invers.

În cazul general (figura 2.30.b), atât stratul n_1 , cât și stratul p_2 , pot avea câte un electrod de comandă (poartă).

Caracteristica statică curent (I) — tensiune (V) a unei structuri $pnpn$ (cu sau fără electrozi de poartă) are forma tipică din figura 2.31.

La polarizarea directă a structurii *pnpn* (+ pe anod, - pe catod) se obține caracteristica $I-V$ din cadranul I în forma literei S. Pe porțiunea 0-1 a caracteristicii, dispozitivul blochează tensiunea aplicată. În această stare denumită *de blocare în direct*, curentul prin structură are o valoare redusă. Zona 0-1 a caracteristicii $I-V$ este similară caracteristicii inverse a unei diode redresoare (vezi § 2.3.1). În momentul în care tensiunea directă aplicată între anod și catod (V_{AK}) atinge valoarea V_{FBO} (*break-over voltage*), se declanșează procesul regenerativ de tranziție a structurii *pnpn* din starea de blocare în direct în starea de conducție: dispozitivul trece rapid prin zona 1-2 de rezistență negativă ($dV/dI < 0$) și ajunge în zona 2-3 a conducției în direct. În regiunea 2-3 a caracteristicii $I-V$, dispozitivul *pnpn* are un comportament similar cu cel al unei diode redresoare în conducție (vezi § 2.3.1). La densitățile uzuale de curent pentru dispozitivele semiconductoare de putere ($\approx 100 \text{ A/cm}^2$), căderea de tensiune V_T pe o structură *pnpn* în conducție directă este de 1...2 V.

Caracteristica $I-V$ a structurilor *pnpn* în polarizare inversă (cadranul III, figura 2.31) reflectă un comportament similar cu cel al unei diode redresoare polarizate invers (vezi § 2.3.1). În starea de *blocare în invers* (zona 0-4), prin structura *pnpn* trece curentul rezidual invers I_R . Atunci când tensiunea inversă (+ pe catod, - pe anod) aplicată pe dispozitivul *pnpn* atinge valoarea $V_{BR}(V_{RSM})$ curentul invers prin dispozitiv crește foarte rapid. Zona 4-5 a caracteristicii $I-V$ este regiunea de străpungere în invers. Creșterea rapidă a curentului I_R în condițiile aplicării unei tensiuni inverse de valori mari conduce la disipări mari de putere și, în final, la distrugerea dispozitivului. Parametrii $V_{DRM} (< V_{FBO})$ și $V_{RRM} (< V_{BR})$ sînt valorile maxime ale tensiunilor de blocare în direct, respectiv în invers, care se pot aplica repetitiv pe tiristor (figura 2.31).

Amorsarea prin aplicarea în direct a unei tensiuni $V_{AK} = V_{BO}$ este caracteristică pentru dioda Shockley (vezi figura 2.29.a). Pentru tiristor amorsarea prin „breakover” este o modalitate de aprindere parazită și

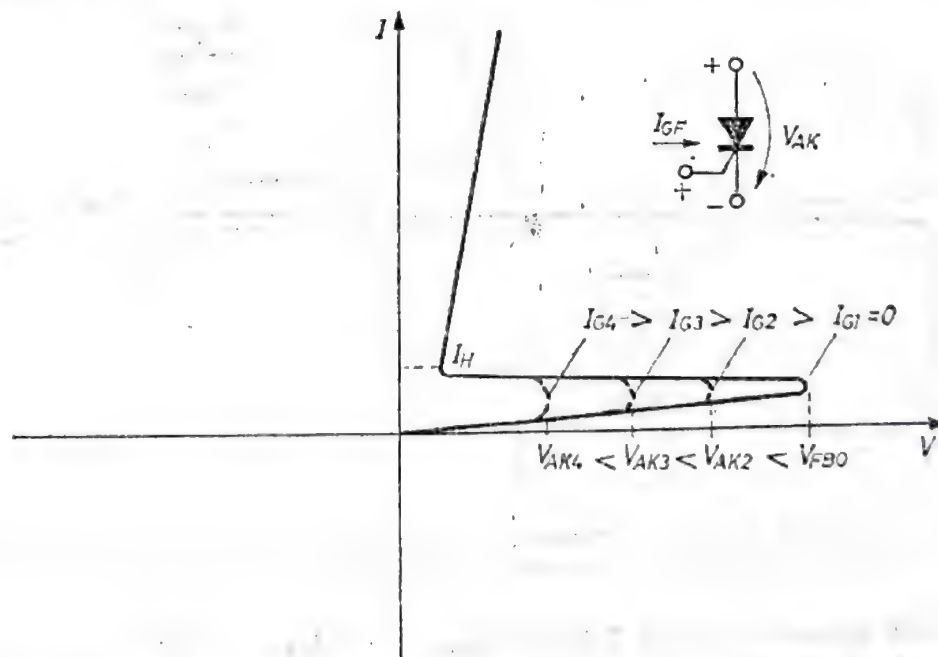


Fig. 2.32. Caracteristica statică curent (I) — tensiune (V) a unui tiristor convențional la polarizarea în direct a structurii pentru câteva valori ale amplitudinii curentului pozitiv I_{GF} aplicat pe poartă.

poate conduce la distrugerea dispozitivului (vezi §2.8.3). În consecință, tensiunea de blocare maximă în funcționare trebuie să fie mai mică decât V_{FBO} .

Amorsarea tiristoarelor convenționale (vezi figura 2.30.a) se efectuează prin aplicarea pe poartă a unui semnal pozitiv de comandă (față de catod). Aplicarea unui curent de amplitudine I_{GF} crescândă (vezi figura 2.32) permite amorsarea tiristorului la valori din ce în ce mai reduse ale tensiunii de blocare în direct.

Pentru intrarea și menținerea în conducție a dispozitivelor *pnpn* este necesară asigurarea unui curent de sarcină prin structură egal cu valoarea curentului de agățare I_L (latching current). În vederea menținerii în conducție a dispozitivelor *pnpn*, dreapta de sarcină trebuie să intersecteze ramura de conducție în direct a caracteristicii $I-V$ (vezi figura 2.33) deasupra punctului cu coordonatele (I_H, V_H) , unde I_H este curentul de menținere (holding current). De regulă, într-un tiristor $I_L > I_H$.

Dispozitivele cu structura *pnpn* sînt utilizate în calitate

de comutatoare electronice datorită proprietății lor de a avea două stări stabile: de *blocare* (off) și de *conducție* (on). Caracteristica $I-V$ are trei regiuni distincte (figura 2.31): de polarizare în invers, de blocare în direct și de conducție.

Căderea de tensiune anod-catod V_{AK} pe dispozitivele *pnpn* în toate cele trei regiuni de funcționare este aproximativ egală cu suma algebrică a căderilor de tensiune pe cele trei joncțiuni:

$$V_{AK} = V_{J1} + V_{J2} + V_{J3} \quad (2.55)$$

Comportamentul tiristorului convențional se aseamănă cu cel al diodei redresoare, deosebirea constînd în necesitatea aplicării unui curent pozitiv de poartă pentru intrarea în conducție a dispozitivului polarizat în direct. Datorită acestor similitudini, denumirea inițială a tiristorului convențional, care s-a păstrat pînă în prezent, este aceea de *redresor comandat din siliciu* (SCR = Silicon Controlled Rectifier).

2.5. Structura *pnpn* la polarizare în invers

La polarizarea în invers a structurii *pnpn*, tensiunea anod-catod este negativă. În consecință, joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în invers, iar joncțiunile centrală (de colector) J_2 este polarizată în direct (figura 2.34). Considerînd joncțiunile J_1, J_2, J_3 ca abrupte și asimetrice, iar dopajul celor patru straturi ale structurii ca fiind uniform, cu valorile tipice indi-

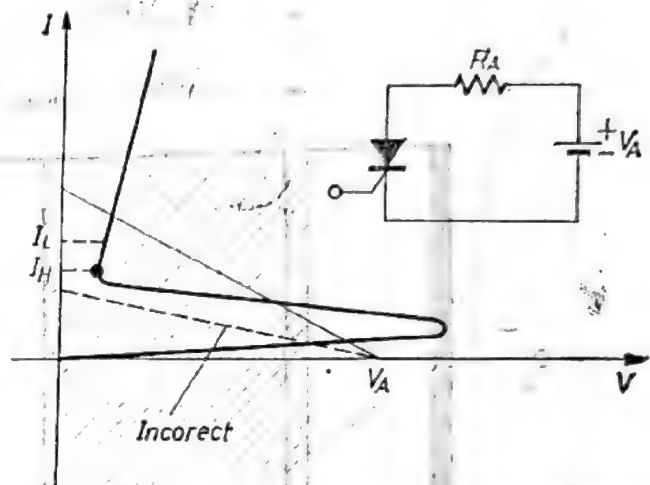


Fig. 2.33. Modalitatea corectă de plasare a dreptei de sarcină pe caracteristica $I-V$ a unui dispozitiv *pnpn* pentru asigurarea menținerii sale în starea de conducție în direct.

cate în figura 2.34, tensiunile de străpungere în avalanșă V_{BR} ale joncțiunilor polarizate invers (J_1 și J_3) se obțin din următoarele relații [6]:

$$V_{BR(J_1)} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s E_{cr}^2}{2qN_{D1}} \cong 2900 \text{ V (tipic)}, \quad (2.56.a)$$

$$V_{BR(J_3)} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s E_{cr}^2}{2qN_{A2}} \approx 2,9 \text{ V (tipic)}, \quad (2.56.b)$$

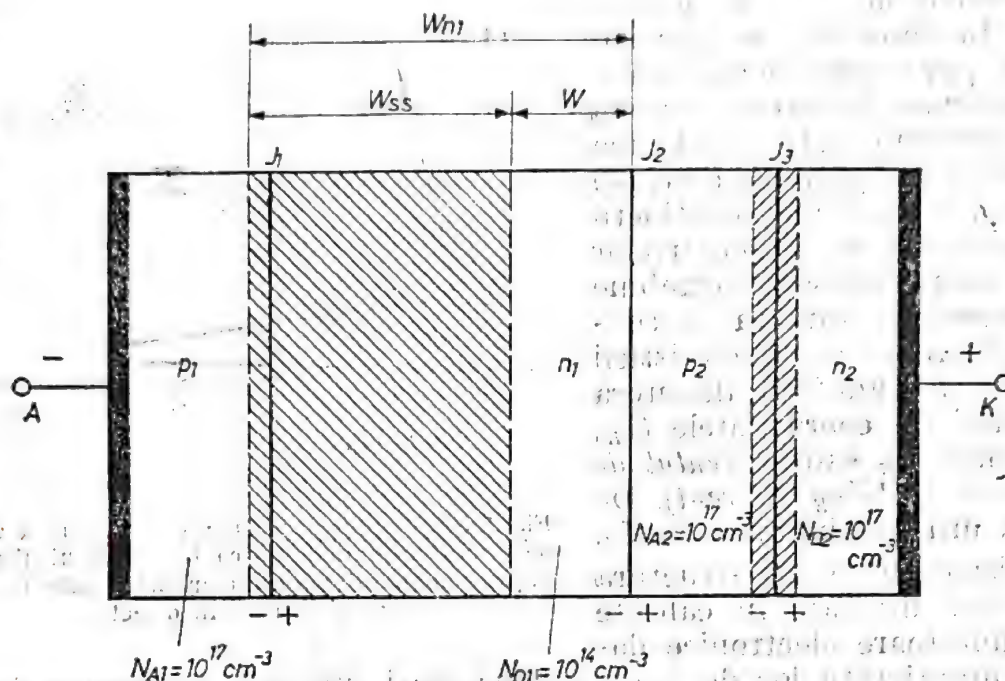


Fig. 2.34. Polarizarea joncțiunilor J_1 , J_2 și J_3 la blocarea în invers a unui dispozitiv cu structura $pnpn$ (dopajul cu impurități straturilor semiconductoare se concentrează în regiunile de dopaj uniform). (bazele sunt de dopaj uniform).

(s-au folosit următoarele valori numerice $\epsilon_s = 11,7$, $E_{cr} = 3 \cdot 10^5 \text{ V/cm}$ în siliciu, $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, $N_{D1} = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $N_{A2} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$).

Rezultatul obținut indică faptul că tensiunea inversă aplicată pe dispozitiv este blocată de joncțiunea de anod J_1 (joncțiunea J_3 străpungându-se la valori extrem de reduse ale tensiunii inverse aplicate). Se remarcă faptul că tensiunea de străpungere în avalanșă are valori cu atât mai mari cu cât dopajul N_{D1} al stratului (bazei) n_1 este mai redus.

Extinderea zonei de sarcină spațială $W_{ss(J_1)}$ la o tensiune inversă aplicată pe dispozitiv egală cu V_{BR} se obține în cazul aproximațiilor menționate din relația:

$$W_{ss(J_1)} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon_s V_{BR}}{qN_D}} \approx 194 \text{ } \mu\text{m}. \quad (2.57)$$

Se observă că pentru a putea „susține” o tensiune inversă de valoare cât mai mare, baza n_1 trebuie să aibă o lățime apreciabilă. Extinderea zonei de sarcină spațială în baza n_1 este însă cu atât mai mare, cu cât dopajul acestui strat (N_{D1}) este mai redus. Dacă baza n_1 nu este suficient de groasă, străpungerea dispozitivului are loc prin efectul de pătrundere (punchthrough — PT — sau reachthrough) (vezi §2.1.6): zona de sarcină spațială se ex-

... tinde în toată baza n_1 și, în consecință, joncțiunea J_1 este „scurtcircuitată” la joncțiunea J_2 .

Valoarea efectivă a tensiunii de străpungere este influențată de *profilul real* al impurităților din structura *pnpn*. În figura 2.35 este prezentat

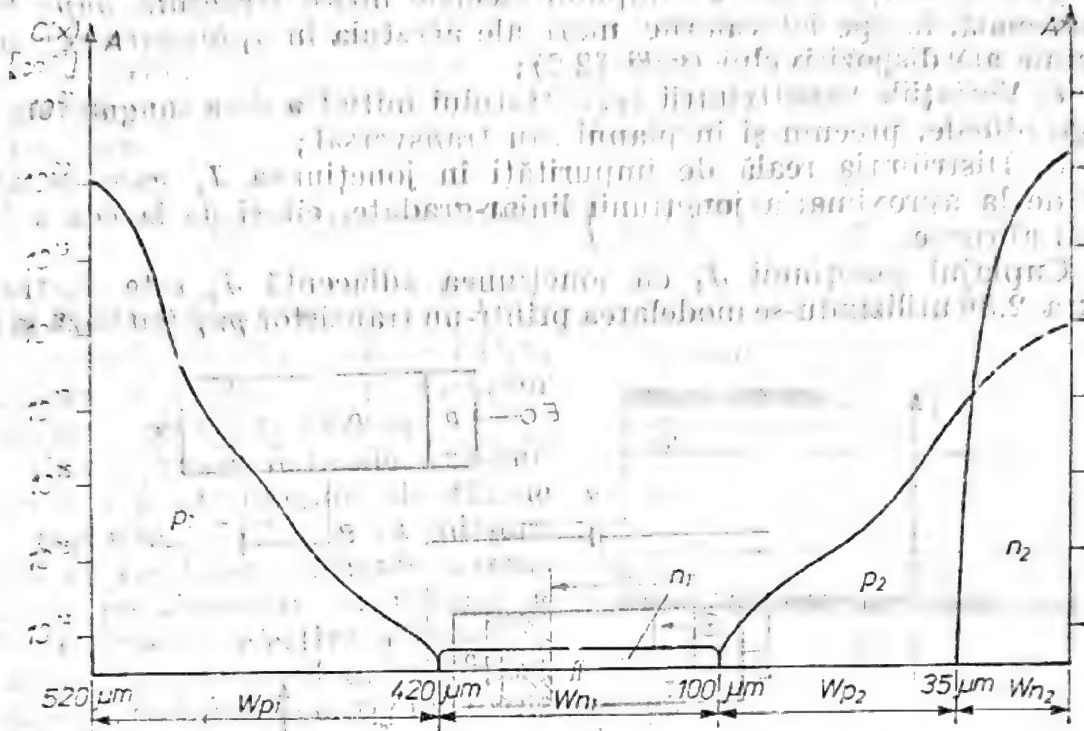


Fig. 2.35. Ilustrarea profilului tipic de impurități într-un dispozitiv *pnpn* cu tensiuni $V_{DRM} = V_{RRM} = 2000 \text{ V}$.

tat profilul de impurități tipic pentru un dispozitiv *pnpn* cu $V_{DRM} = V_{RRM} = 2000 \text{ V}$. Structura $p_1n_1p_2$ este realizată prin efectuarea unei difuzii de impurități acceptoare (Ga, Al sau Ga + Al) într-o plachetă de tip *n* cu $N_D = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$. Catodul n_2 este obținut printr-o difuzie ulterioară de impurități donoare (P sau As). Contactul ohmic pe partea de anod se realizează printr-o difuzie p^+ de bor. Se remarcă în acest caz adâncimea relativ mare ($\approx 75 \mu\text{m}$) a joncțiunii de anod J_1 . De regulă, profilul de impurități al stratului p_1 se aproximează cu cel al unei joncțiuni liniar-gradate. Tensiunea de străpungere în avalanșă pentru o astfel de joncțiune este dată de (vezi §2.1) [4, 6]:

$$V_{BR} = \frac{9,17 \times 10^9}{a^{0,4}} [\text{V}], \quad (2.58)$$

unde $a(\text{cm}^{-4})$ este gradientul concentrației de impurități în stratul p_1 .

Din relația (2.58) se remarcă faptul că tensiunea de străpungere în avalanșă V_{BR} are o valoare cu atât mai mare, cu cât gradientul de impurități este mai redus, adică cu cât joncțiunea J_1 este mai adâncă.

Obținerea unor tensiuni de străpungere V_{BR} de valori mari în tiristoarele de putere este astfel condiționată de obținerea unor joncțiuni de blocare cu adâncimi mari.

Tensiunile de străpungere care se pot obține în structuri *pnpn* reale sînt de regulă inferioare valorilor predictate de relațiile (2.56.a) și (2.58). Factorii principali care conduc la micșorarea tensiunii reale de străpungere (față de valoarea predictată) sînt:

- a) Cuplajul joncțiunilor J_1 și J_2 într-o manieră similară cu cea dintr-un tranzistor cu baza în gol;
- b) Distribuția reală a cîmpului electric într-o structură *pnpn* tridimensională, în special valorile mari ale acestuia în apropierea regiunilor laterale ale dispozitivului (vezi §2.2);
- c) Variațiile rezistivității (ρ_n) stratului inițial *n* de-a lungul axei sale longitudinale, precum și în planul său transversal;
- d) Distribuția reală de impurități în joncțiunea J_1 , care se abate atît de la aproximația joncțiunii liniar-gradate, cît și de la cea a joncțiunii abrupte.

Cuplajul joncțiunii J_1 cu joncțiunea adiacentă J_2 este ilustrat în figura 2.36 utilizîndu-se modelarea printr-un tranzistor *pnp* (cu baza în gol).

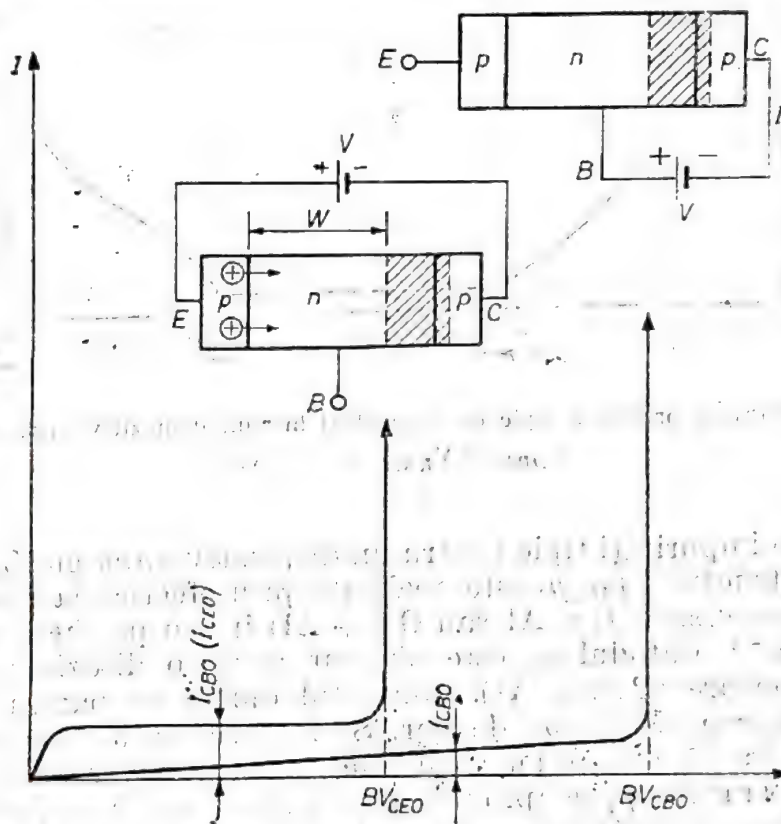


Fig. 2.36. Ilustrarea modalității de reducere a tensiunii de străpungere $V_{BR(J1)}$ prin efectul de tranzistor cu baza în gol.

Tensiunile de străpungere BV_{CEO} (cu baza în gol) și BV_{CBO} (cu emitorul în gol) într-un tranzistor sînt corelate prin relația [6]

$$BV_{CEO} = BV_{CBO} (1 - \alpha)^{1/n}, \quad (2.59)$$

unde α este factorul de cîștig în curent al tranzistorului în conexiunea cu baza-comună iar n o constantă ($n = 6$ pentru joncțiuni $p^+ - n$, $n = 4$ pentru joncțiuni $n^+ - p$).

Într-o manieră similară, tensiunea de străpungere BV_{J1} a joncțiunii de anod este corelată cu tensiunea $V_{BR(J1)}$ calculată cu (2.54.a) sau (2.58)

prin relația :

$$BV_{J_1} = V_{BR(J_1)}(1 - \alpha_{pnp})^{\frac{1}{2}} \quad (2.60)$$

Întrucît expresia $(1 - \alpha_{pnp})^{\frac{1}{2}}$ este mai mică decît unitatea, tensiunea de străpungere teoretică BV_{J_1} este inferioară ca valoare tensiunii de străpungere în avalanșă $V_{BR(J_1)}$ a joncțiunii. Considerînd eficiența de injecție a tranzistorului γ_1 (joncțiunea J_1 este puternic asimetrică) foarte apropiată de unitate, cîștigul în curent α_{pnp} va fi determinat în principal de factorul de transport în bază α_T al tranzistorului pnp .

$$\alpha_{pnp} = \gamma_1 \alpha_T \approx \alpha_T = \operatorname{sech} \left(\frac{W}{L_{p1}} \right) \approx 1 - \frac{W^2}{2L_{p1}^2}, \quad (2.61)$$

unde W este grosimea efectivă a bazei n (vezi figura 2.34) iar $L_{p1} = \sqrt{D_p \tau_p}$ lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1 .

Pentru valori date ale grosimii bazei W_{n1} și ale lungimii de difuzie L_{p1} , raportul (W/L_{p1}) se va micșora odată cu creșterea tensiunii inverse aplicate pe dispozitiv ca urmare a scăderii grosimii efective a bazei W . În consecință, factorul de transport α_T și, deci, factorul de cîștig în curent α_{pnp} vor crește odată cu creșterea tensiunii inverse pe structura $pnpn$, ceea ce conduce — conform relației (2.60) — la scăderea pronunțată a valorii tensiunii BV_{J_1} .

În practică pentru a mări tensiunea maximă de blocare a structurilor $pnpn$ suprafețele laterale ale dispozitivelor se conturează sub un unghi pozitiv θ (vezi §2.2). Această operație conduce la micșorarea valorii cîmpului electric la și în apropierea suprafețelor laterale interne ale dispozitivului, prevenind astfel străpungerea prematură a structurii. Pentru unghiuri de conturare θ pozitive (vezi §2.2) valoarea cîmpului electric E la suprafața laterală internă a structurii este redus — într-o aproximație de ordinul întâi — cu un factor $\sin \theta$. Tensiunea de străpungere va fi dictată în acest caz de valoarea cîmpului electric din volum și va avea loc uniform în volumul structurii semiconductoare.

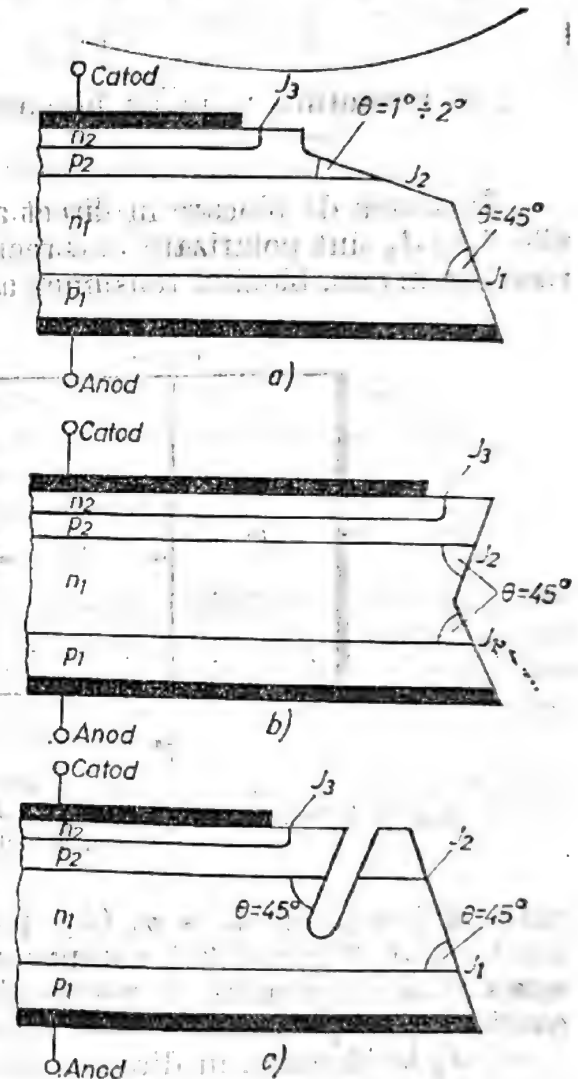


Fig. 2.37. (a) Structură clasică de obținere a tensiunilor mari de blocare în direct și invers a dispozitivelor $pnpn$, prin conturarea sub un unghi pozitiv a joncțiunii J_1 și sub un unghi negativ mic a joncțiunii J_3 . (b) Structură cu unghiuri pozitive de conturare a suprafețelor laterale corespunzătoare celor două joncțiuni. (c) Modalitate de conturare a suprafețelor laterale sub două unghiuri pozitive.

În figura 2.37 sint prezentate trei variante de structuri *pnpn* avînd unghiuri de conturare θ pozitive pentru joncțiunea de anod J_1 . Cu asemenea structuri se pot obține valori ale tensiunii de străpungere în invers apropiate de cele ale joncțiunilor plane.

Pentru protejarea suprafețelor laterale externe ale structurilor *pnpn* acestea se acoperă cu rășină siliconică.

O condiție esențială de obținere a tensiunilor înalte de străpungere în volum o constituie uniformitatea dopajului (rezistivității) bazei n , atît pe axa longitudinală, cît și în planul transversal al structurii (tensiunea de străpungere este determinată de valoarea minimă a rezistivității). Pentru a asigura variații ale rezistivității plăchetei inițiale de tip n sub $\pm 1\%$ se utilizează siliciu dopat prin bombardare cu neutroni (*Neutron Transmutation Doping — NTD*). În siliciu dopat convențional, variațiile rezistivității ρ_n ating valori de pînă la $\pm 15\%$.

2.6. Structura *pnpn* la blocarea în direct

În starea de blocare în direct a structurii *pnpn* (figura 2.38), joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în direct, iar joncțiunea centrală J_2 este polarizată în invers, blocînd tensiunea aplicată pe dispozitiv. Profilul de impu-

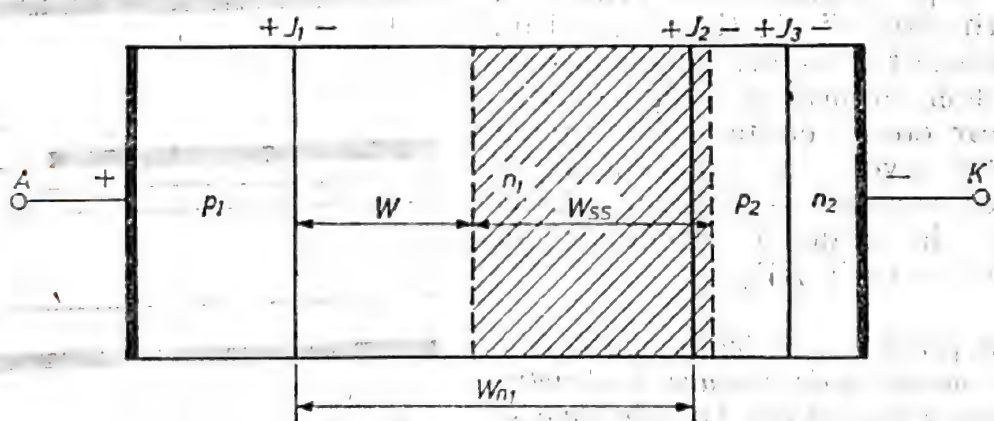


Fig. 2.38. Polarizarea joncțiunilor J_1 , J_2 , J_3 la blocarea în direct a unui dispozitiv cu structura *pnpn*.

rități al joncțiunii $n_1 - p_2$ (J_2) polarizate învers fiind identic cu cel al joncțiunii J_1 (figura 2.35), comportamentul teoretic al celor două joncțiuni este similar din punctul de vedere al tensiunii de străpungere. În consecință considerațiile prezentate în §2.5 pentru joncțiunea J_1 se aplică și joncțiunii J_2 la blocarea în direct a structurii *pnpn*. Din aceste considerente rezultă implicit că tensiunile de blocare în direct și în invers a unei structuri *pnpn* trebuie să fie apropiate ca valoare.

În vederea micșorării cîmpului electric la suprafața laterală internă a structurii *pnpn* în vecinătatea joncțiunii J_2 și a obținerii unor tensiuni de străpungere în volum apropiate de cele ale joncțiunilor plane, joncțiunea J_2 se realizează sub un unghi de conturare negativ de valori mici ($\theta \leq 6^\circ$). Această soluție clasică (figura 2.37.a) are dezavantajul că micșorează aria utilă a catodului, deci capabilitatea în curent a dispo-

zitivului. Soluția modernă de realizare a tiristoarelor apelează la structuri cu unghi dublu pozitiv (figurile 2.37.b și c). Această soluție se bazează pe similitudinea profilelor de impurități ale joncțiunilor J_1 și J_2 .

Expresia curentului $I_A (= I_K)$ prin dispozitiv la blocarea în direct se obține utilizând schema echivalentă simplificată (bazată pe aproximații de unidimensionalitate) a structurii $pnpn$ (figura 2.29.a), formată din două tranzistoare complementare. Relațiile de bază dintre curenții de emitor

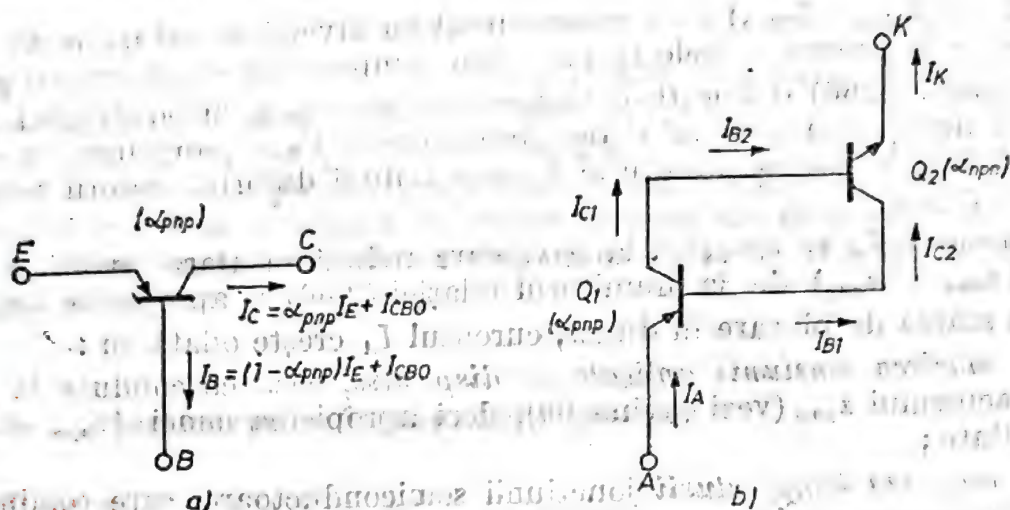


Fig. 2.39. (a) Relațiile dintre curenți într-un tranzistor pnp . (b) Schema echivalentă simplificată formată din tranzistoare complementare (vezi figura 2.29.b) utilizată pentru deducerea expresiei 2.66 a curentului printr-un dispozitiv $pnpn$ la blocarea în direct.

(I_E), de colector (I_C), de bază (I_B) și factorul de câștig în curent α_{pnp} sunt indicate în figura 2.39.a, pentru un tranzistor pnp unde I_{CBO} este curentul invers de saturație al joncțiunii colector (C) — bază (B). Relațiile similare se pot obține și pentru un tranzistor npn , ținându-se seama de inversarea sensului curenților implicați.

În schema echivalentă a structurii $pnpn$ blocate în direct (figura 2.39.b), curentul de colector I_{C2} al tranzistorului Q_2 (npn) asigură curentul de bază I_{B1} al tranzistorului Q_1 (pnp) [14]:

$$I_{B1} = I_{C2}. \quad (2.62)$$

În mod similar, curentul de colector I_{C1} al tranzistorului Q_1 (pnp) alimentează baza (I_{B2}) tranzistorului Q_2 (npn):

$$I_{C1} = I_{B2}. \quad (2.63)$$

Identitățile (2.62) și (2.63) pun în evidență bucla de reacție pozitivă din structură, care asigură desfășurarea proceselor regenerative în dispozitivele $pnpn$.

Curentul de bază I_{B1} al tranzistorului Q_1 (pnp) se exprimă prin (vezi figura 2.39.b):

$$I_{B1} = I_{E1} - I_{C1} = I_{E1} - \alpha_{pnp} I_{E1} - I_{CBO1} = (1 - \alpha_{pnp}) I_A - I_{CBO1} \quad (2.64)$$

și este asigurat de curentul I_{C2} având expresia :

$$I_{C2} = \alpha_{npn} I_{E2} + I_{CBO2} = \alpha_{npn} I_K + I_{CBO2}. \quad (2.65)$$

Ținând seama de faptul că într-o structură $pnpn$ blocată în direct $I_A = I_K$, prin înlocuirea relațiilor (2.64) și (2.65) în (2.62) se obține [6, 14] :

$$I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} = \frac{I_{CO}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} \quad (2.66)$$

unde $I_{CO} = (I_{CBO1} + I_{CBO2})$ este suma curenților inverși de saturație ai joncțiunii $C - B$ pentru ambele tranzistoare componente ale structurii $pnpn$.

Ecuatia (2.66) definește caracteristica statică a dispozitivului $pnpn$ până în apropierea punctului de „breakover” V_{FBO} (porțiunea 0—1 în figura 2.31). Valoarea curentului I_A este redusă datorită valorii reduse a curentului I_{CO} .

Curentul I_A se menține la o valoare redusă în afara cazurilor cînd suma $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})$ de la numitorul relației (2.66) se apropie de unitate.

În starea de blocare în direct, curentul I_A crește odată cu :

a) mărirea tensiunii aplicate pe dispozitiv, ceea ce conduce la creșterea factorului α_{pnp} (vezi pagina 69), deci apropierea sumei $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})$ de unitate ;

b) creșterea temperaturii joncțiunii semiconductoare, care conduce la creșterea exponențială a curentului I_{CO} ;

c) creșterea curentului I_{CO} care, la rîndu-i, conduce la creșterea factorilor de câștig în curent α_{npn} și α_{pnp} (figura 2.40).

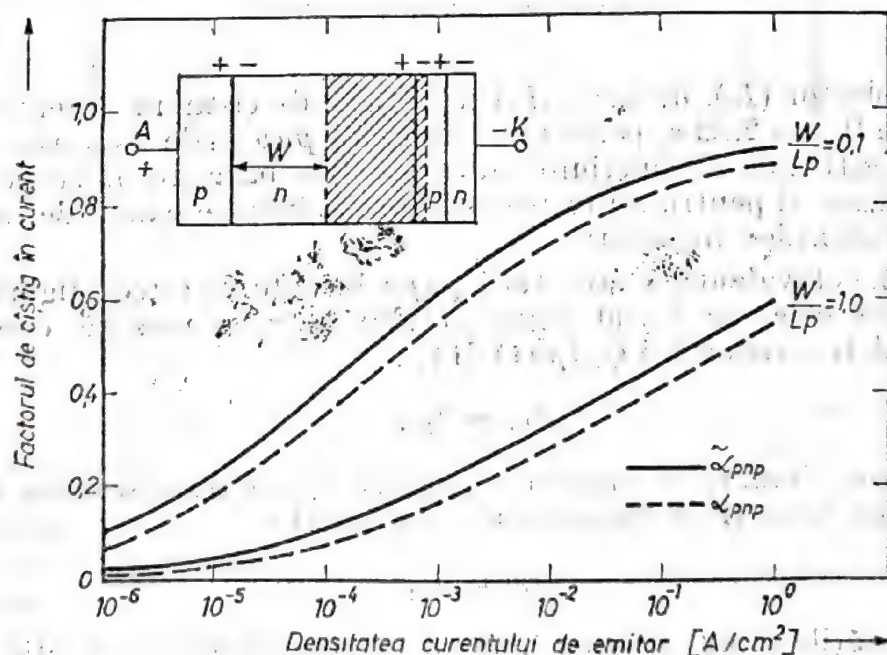


Fig. 2.40. Dependența de densitatea curentului de emitor a câștigului în curent static α_{pnp} și de semnal mic $\tilde{\alpha}_{pnp}$ pentru un tranzistor pnp cu parametrii similari celui utilizat în dispozitivele $pnpn$ (vezi figurile 2.34... 2.36). Factorii de câștig în curent α_{npn} și $\tilde{\alpha}_{npn}$ ai tranzistorului npn component al structurii (vezi figurile 2.34... 2.36 și figura 2.39.b) au o dependență similară de densitatea curentului I_E .

Relația (2.66) exprimă reacția pozitivă intrinsecă din dispozitivele *pnpn*: curentul I_A depinde de factorii de câștig α_{npn} și α_{pnp} care, la rîndul lor, depind de curentul I_A .

Creșterea celor doi α odată cu creșterea curentului prin structură (I_A) stă la baza amorsărilor parazite ale dispozitivelor *pnpn* (vezi §2.9).

Condiția simplificată a amorsării se exprimă prin

$$(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) = 1 \quad (2.67)$$

ceea ce implică (vezi relația 2.66)

$$I_A \rightarrow \infty. \quad (2.68)$$

Utilizarea șunturilor de catod (vezi §2.9.1) diminuează efectul parazit al curentului I_{co} și permite mărirea tensiunii V_{DRM} .

Trebuie remarcat faptul că în cazul polarizării în invers la tensiuni V_R mari a structurii *pnpn* (figura 2.37) dispozitivul nu poate să comute inerent în starea de conducție, deoarece în acest caz doar joncțiunea centrală J_2 funcționează în calitate de emitor și, deci, procesul regenerativ este inhibat.

2.7. Structura *pnpn* în conducție directă

Trecerea dispozitivelor *pnpn* în starea de conducție directă (vezi §2.8 și §2.9) este însoțită de polarizarea în direct a tuturor joncțiunilor (figura 2.41.a). În starea de conducție directă ambele tranzistoare componente ale structurii *pnpn* se află în saturație.

Conform relației (2.55), căderea de tensiune $V_{AK} (\equiv V_T)$ pe dispozitivul în conducție directă este dată de [14]:

$$V_T = V_{J1} - |V_{J2}| + V_{J3} \quad (2.69)$$

Din punct de vedere practic valoarea acestei tensiuni este aproximativ egală cu căderea de tensiune pe o joncțiune *pn* polarizată în direct plus cea de pe un tranzistor aflat în saturație. Cu cît gradul de saturație al celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn* este mai mare, cu atît durata procesului tranzitoriu de blocare a dispozitivelor este mai mare (vezi §2.11).

Caracteristica statică $I - V$ a unui tiristor (figura 2.41.b) se aseamănă cu cea a unei diode: V_{T0} este tensiunea de „prag”, iar r_T este panta.

Valoarea curentului I_T prin dispozitivul aflat în conducție este limitată numai de rezistența de sarcină externă (vezi figura 2.41). Continuitatea curentului prin structură este asigurată de injecția gurilor din stratul p_1 în baza n_1 și de injecția de electroni din emitorul n_2 în baza p_2 (vezi figura 2.42).

Întrucît concentrațiile de purtători injectați de emitorii p_1 și n_2 în bazele adiacente sînt mult mai mari decît dopajul straturilor n_1 , respectiv p_2 (asertiune valabilă în special pentru baza slab dopată n_1), structura *pnpn* în conducție se comportă ca o diodă p^+in^+ (vezi §2.3.3) în regim de injecție mare.

În modelul diodei *pin* (vezi figura 2.41), stratul *p* modelează regiunea p_1 a anodului, iar stratul n^+ joacă rolul catodului n_2 . Regiunea

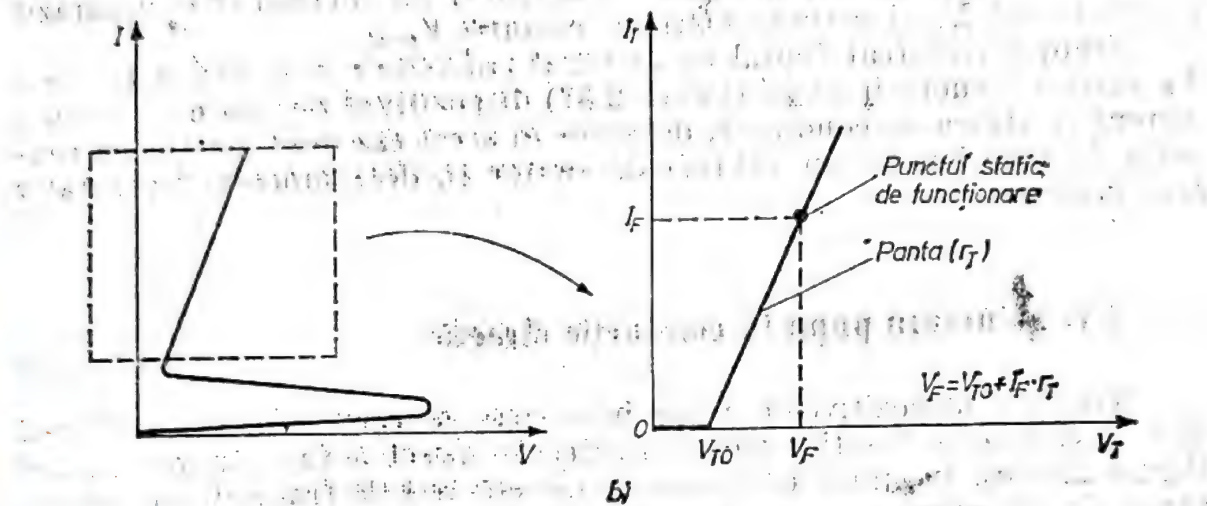
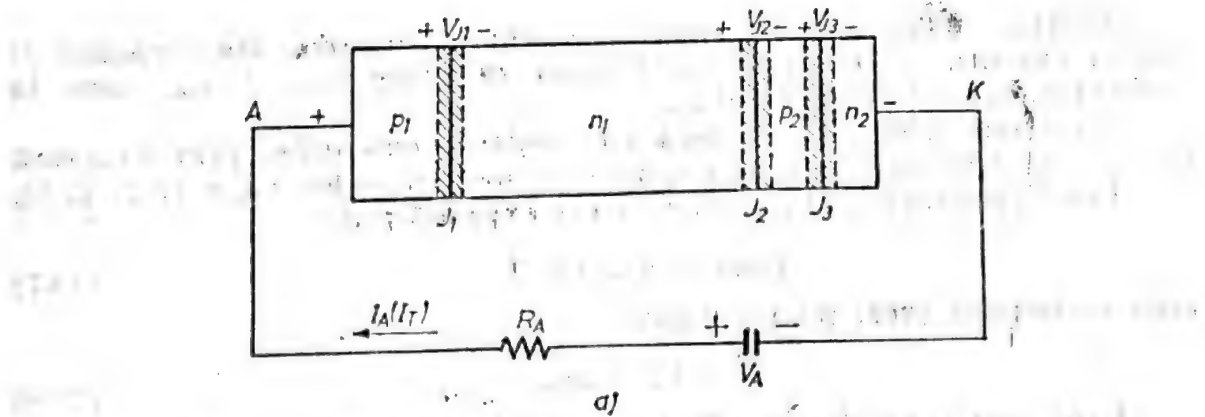


Fig. 2.41. (a) Polarizarea joncțiunilor J_1 , J_2 și J_3 în starea de conducție directă a structurii pnpn. (b) Linearizarea caracteristicii $I-V$ a unui tiristor în conducție directă.

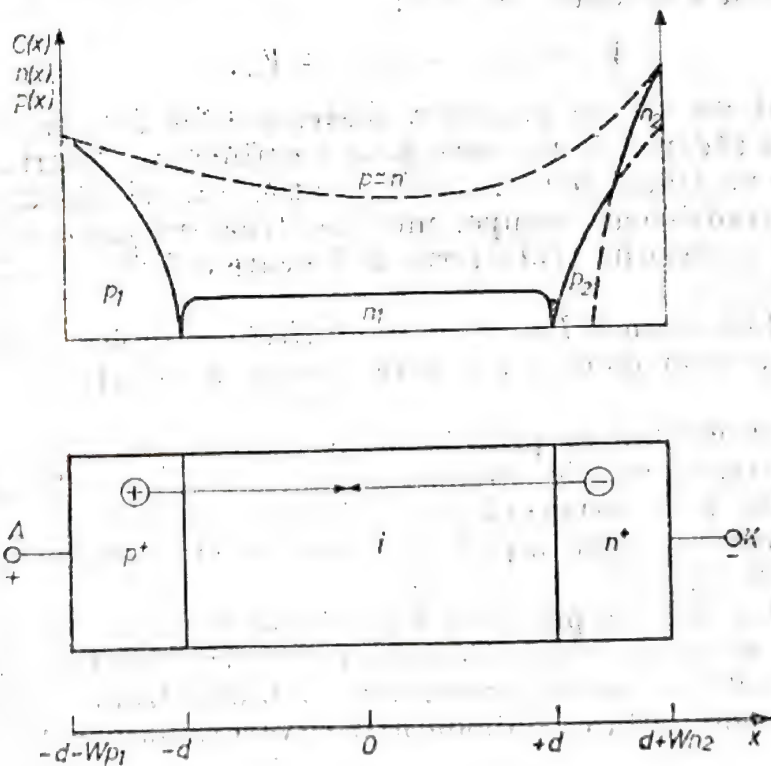


Fig. 2.42. Ilustrarea modului de tratare a structurii pnpn în conducție directă ca o diodă p^+n^+ la nivel mare de injecție.

(intrinsec) modelează stratul slab dopat n_1 și baza p_2 a tiristorului. Notăția „i” (intrinsec) provine din faptul că bazele n_1 și p_2 sînt mult mai slab dopate cu impurități decît straturile adiacente de anod (p_1) respectiv de catod (n_2).

Intrucît concentrațiile de goluri (p) și electroni (n) injectate de joncțiunile p^+i , respectiv n^+i , sînt superioare concentrației de impurități din stratul i , zona centrală a dispozitivului (i) se află la nivel înalt de injecție ceea ce implică $n(x) \approx p(x)$. Rezultatele prezentate în § 2.3.3. se aplică și în cazul tiristoarelor.

Caracteristica statică $I - V$ a unui tiristor în conducție directă (vezi figura 2.43) este asemănătoare cu cea a unei diode redresoare în același regim de lucru (vezi § 2.3.1). Densitatea tipică a curentului anodic la care sînt operate tiristoarele în conducție directă este $j_{TM} \approx 100 \text{ A/cm}^2$, căreia îi corespunde o cădere de tensiune pe dispozitiv $V_{TM} = V_{AK} \approx 1 \dots 2 \text{ V}$. La o valoare constantă a densității de curent prin dispozitiv, căderea de tensiune V_{TM} scade cu $2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ o dată cu creșterea temperaturii joncțiunii T_j .

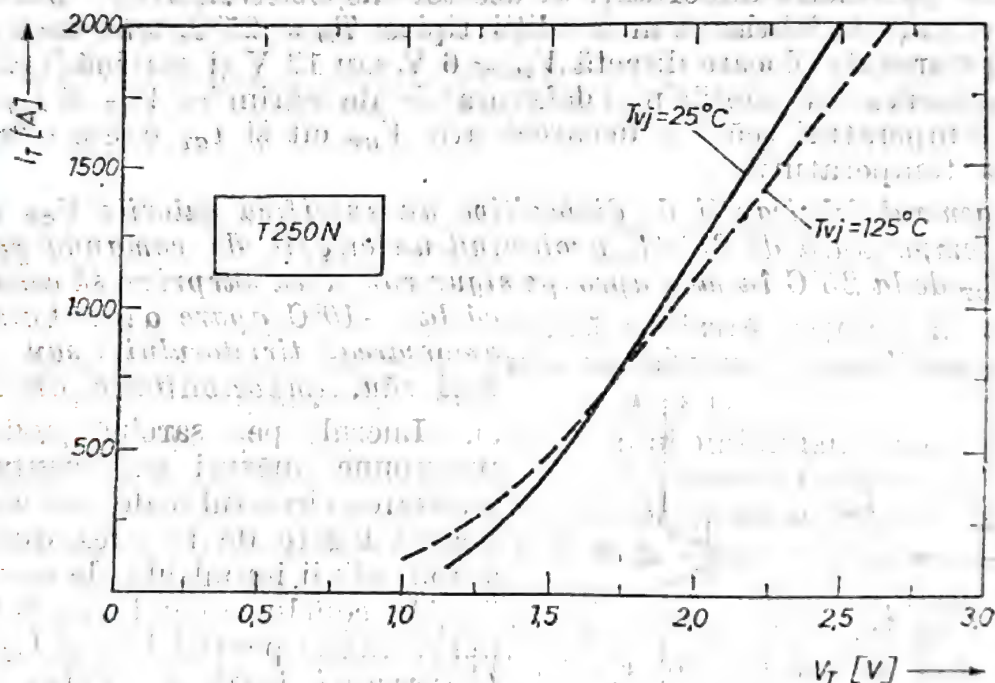


Fig. 2.43. Caracteristica tipică curent (I_T) — tensiune (V_T) pentru un tiristor de putere (T250N) în conducție directă la două temperaturi ale joncțiunii T_j (25°C și 125°C).

Odată cu creșterea densității de curent j_{TM} are loc creșterea căderii de tensiune pe dispozitiv (vezi figura 2.43). Substratul fizic al acestui fenomen în condiții izoterme (temperatura constantă a joncțiunii) rezidă în diminuarea lungimii ambipolare de difuzie L_a datorită acțiunii combinate a recombinării Auger și scăderii mobilităților/coeficienților de difuzie odată cu creșterea concentrației purtătorilor mobili de sarcină, ceea ce are drept consecință creșterea raportului d/L_a (vezi § 2.3.3) [4, 6]. Creșterea căderii de tensiune pe un tiristor în conducție devine extrem de pronunțată la densități de curent tipice regimului de suprasarcină.

($10^3 \text{ A/cm}^2 \dots 10^4 \text{ A/cm}^2$). Puterea disipată pe dispozitiv (produsul $V_{TM} I_{TM}$) crește odată cu creșterea densității curentului, conducând implicit la încălzirea structurii semiconductoare. Creșterea temperaturii T_j , conduce, la rîndu-i, la limitări în capacitatea în putere și în frecvență a tiristoarelor (vezi §2.16).

2.8. Modalități de amorsare

2.8.1. Amorsarea pe poartă

Comutarea tiristoarelor convenționale din starea de blocare în direct în starea de conducție (on) se efectuează prin aplicarea pe poartă a unui semnal pozitiv de comandă (față de catod). Semnalul de amorsare pe poartă poate fi: analogic (continuu) sau discret (impulsuri). Tensiunea minimă continuă (V_{GT}) care trebuie aplicată între poartă și catod pentru amorsarea unui tiristor, precum și curentul continuu minim necesar aprinderii (I_{GT}) constituie parametri importanți ai acestor dispozitive. Acești parametri sînt specificați de fabricant în condiții tipice $T_j = 25^\circ\text{C}$, tensiunea anod-catod în starea de blocare directă $V_D = 6 \text{ V}$ sau 12 V și sarcină rezistivă. Trebuie observat că valorile mai defavorabile ale mărimilor V_{GT} și I_{GT} apar pentru temperaturi scăzute deoarece atît V_{GT} cît și I_{GT} cresc odată cu scăderea temperaturii.

În general fabricanții de dispozitive nu specifică valorile V_{GT} și I_{GT} decît la temperatura de 25°C ! Proiectînd un circuit de comandă pe baza valorii I_{GT} de la 25°C în mod aproape sigur vom avea surpriza să constatăm că la -10°C apare o instabilitate la amorsarea tiristorului, sau chiar mai rău, imposibilitatea amorsării.

Lucrul pe sarcină inductivă presupune măsuri suplimentare în realizarea circuitului de comandă pe poartă legate de mărirea duratei și amplitudinii impulsului de comandă.

În concluzie condițiile cele mai defavorabile pentru V_{GT} și I_{GT} sînt: temperaturi joase și sarcină inductivă.

Condiția amorsării pe poartă a unui tiristor rezultă din modelul simplificat descris în §2.6. Relațiile dintre curenții relevanți ai structurii pnpn la aplicarea unui semnal I_{GF} pe poarta dispozitivului sînt (2.64), (2.65), la care se adaugă identitățile (figura 2.44):

$$I_{B2} = I_{C1} + I_{GF}, \quad (2.70)$$

$$I_K = I_A + I_{GF}. \quad (2.71)$$

Fig. 2.44. Model unidimensional al structurii pnpn format din două tranzistoare complementare pentru ilustrarea relațiilor dintre curenți în regim staționar la aplicarea unui semnal pozitiv de curent (I_G) pe terminalul de poartă.

Ecuatia (2.70) exprimă faptul că, spre deosebire de structura *pnpn* în blocarea directă (vezi §2.6), curentul de bază I_{B2} al tranzistorului *pnpn* (Q_2) este alimentat nu numai de curentul de colector I_{C1} al tranzistorului *pnp* (Q_1), dar și de curentul I_{GF} aplicat pe poartă. Acesta din urmă este corelat cu curenții de catod I_K , respectiv de anod I_A prin ecuația (2.71), care decurge din legea I a lui Kirchhoff.

Egalind relațiile (2.64) și (2.65) și ținând seama de ecuația (2.71) expresia curentului anodic I_A prin structură se obține — în aproximația cvasi-statică și unidimensională utilizată în acest model — sub forma [4, 6, 7, 14].

$$I_A = \frac{\alpha_{npn} I_{GF} + I_{CO}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \quad (2.72)$$

unde I_{CO} este detaliat în relația (2.66). Se remarcă că pentru $I_{GF} = 0$, relația (2.72) capătă forma (2.66).

Amorsarea dispozitivului are loc în momentul cînd se îndeplinește condiția (2.67). După ce tiristorul trece în starea de conducție (vezi §2.7), poarta pierde controlul asupra funcționării dispozitivului.

Întrucît în cazurile de interes practic $\alpha_{npn} I_{GF} \gg I_{CO}$, neglijînd termenul I_{CO} în relația (2.72), factorul de amplificare în curent la amorsarea G_{on} se exprimă prin :

$$G_{on} = \frac{I_A}{I_{GF}} = \frac{\alpha_{npn}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \quad (2.73)$$

În aproximația statică unidimensională utilizată, cîștigul în curent G_{on} este cu atît mai mare, cît valoarea factorului de amplificare α_{npn} este mai mare, în condiția în care $(\alpha_{pnp} + \alpha_{npn}) \rightarrow 1$.

De remarcat faptul că în limitele modelului unidimensional utilizat, expresia (2.73) pentru G_{on} este similară formulei pentru factorul de cîștig în curent la blocare G_{off} , obținut în aceeași aproximație pentru tiristoarele de blocare pe poartă *GTO* (vezi §2.11.3 și §2.18).

Odată cu creșterea temperaturii structurii T_j , ponderea termenului I_{CO} din relația (2.72) poate deveni importantă. La tiristoare de curenți (arii) mari, curentul I_{CO} la $T_j = 125^\circ\text{C}$ are valori de zeci de mA, comparabile ca ordin de mărime cu $(\alpha_{npn} I_{GT})$, unde I_{GT} este curentul minim de poartă necesar amorsării dispozitivului.

Aplicarea unui semnal de curent (I_{GF}) pe poarta unui tiristor implică o injecție de goluri (purători majoritari) în baza p_2 . Curentul pozitiv de comandă (I_{GF}) se propagă ca un curent lateral prin baza p_2 . Acest curent determină pe rezistența laterală (R_{p2}) a bazei p_2 o cădere de tensiune care tinde să polarizeze în direct joncțiunea $p_2 - n_2$ (vezi figura 2.45).

În cadrul acestui proces, zona bazei p_2 adiacentă porții va avea pozitivarea cea mai mare. În momentul în care căderea de tensiune în această zonă a bazei p_2 atinge valoarea de prag V_F a unei diode din siliciu ($\approx 0,5$ V la $T_j = 25^\circ\text{C}$), stratul de emitor n_2 începe să injecteze electroni, inițiind astfel procesul regenerativ tranzitoriu de amorsare al tiristorului (vezi §2.12.1). Conducția în direct în faza inițială a procesului tranzitoriu de amorsare se stabilește în vecinătatea imediată a porții. Regiunea cato-

dului n_2 , care inițiază procesul de amorsare al dispozitivului și asigură conducția curentului anodic în momentul declanșării aprinderii, poartă denumirea de *aria inițială în conducție (initial on-area)* [4, 14].

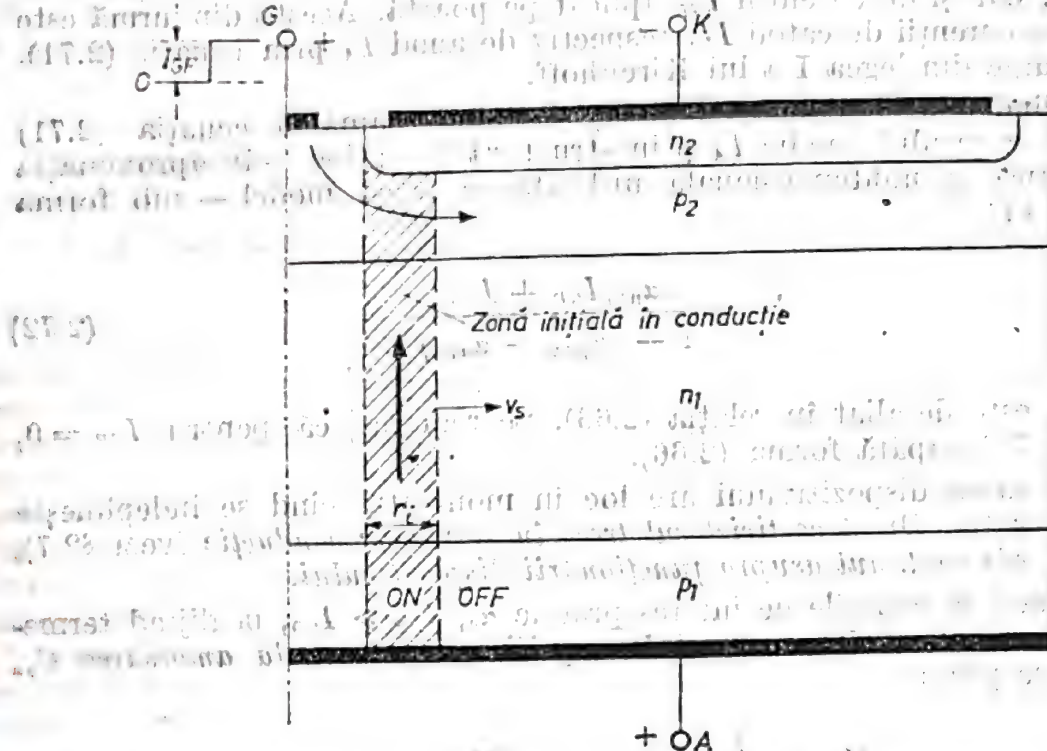


Fig. 2.45. Ilustrarea principiului amorsării pe poartă a tiristoarelor convenționale.

Dimensiunea laterală r_1 a zonei aflate inițial în conducție (figura 2.45) este de ordin $100 \mu\text{m} \dots 250 \mu\text{m}$. Această valoare este extrem de redusă în comparație cu diametrul catodului ($10 \text{ mm} \dots 60 \text{ mm}$) la tiristoarele de curenți mari. Inițierea conducerii prin tiristor într-o zonă de dimensiuni extrem de reduse, situată în apropierea porții, poate conduce la distrugerea electrotermică a dispozitivului prin efectul di/dt (vezi §2.10). Din punct de vedere practic, dimensiunea r_1 a zonei inițiale în conducție (figura 2.45) este invers proporțională cu rezistența pe pătrat, $R_{\square} = \bar{\rho}/W_{p2}$, a bazei p_2 ($\bar{\rho}$ este rezistivitatea medie a bazei p_2 de lățime W_{p2}). Această

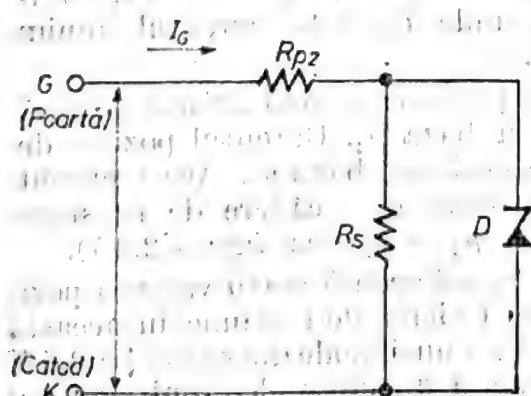


Fig. 2.46. Schema echivalentă a zonei poartă-cathod a unui tiristor la frecvențe joase și $V_D = 0$.

dependență se explică prin faptul că, la o valoare constantă a curentului de poartă I_{GF} , căderea de tensiune în baza p_2 , egală cu tensiunea $V_F = 0,5 \text{ V}$, poate fi obținută pe o distanță laterală mai redusă în cazul unei valori mari a rezistenței R_{\square} . Valorile mari ale rezistenței R_{\square} conduc astfel la amorsări extrem de localizate și neuniforme ale catodului în tiristoare de putere.

La frecvențe joase și la o tensiune anodică nulă ($V_D = 0$), joncțiunea

poartă-catod a tiristoarelor (figura 2.45) poate fi aproximată prin schema echivalentă simplificată din figura 2.46, în care R_{p2} reprezintă rezistența laterală a stratului p_2 , R_s este rezistența șunturilor introduse pentru mărirea capacității în dv/dt și a parametrului V_{DRM} (vezi §2.9.1). Dioda D modelează atât comportamentul în avalanșă al joncțiunii poartă-catod la

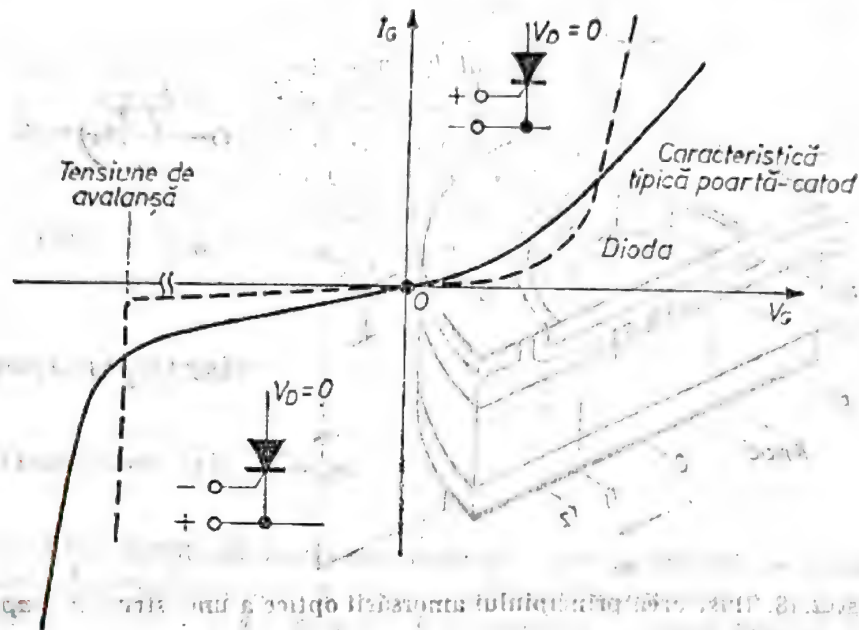


Fig. 2.47. Ilustrarea calitativă a caracteristicii curent (I_G) — tensiune (V_G) a joncțiunii poartă-catod a unui tiristor (vezi figura 2.45) în comparație cu aceea a unei diode.

polarizarea inversă ($-$ pe G $+$ pe K), cât și scurgerea bidimensională a curentului la polarizarea directă (vezi §7.1.1). Valorile uzuale ale tensiunii de avalanșă pentru joncțiunea poartă-catod sînt cuprinse între 5 și 20 V (vezi §2.5).

Forma de principiu a caracteristicii curent (I_G) — tensiune (V_G) a joncțiunii poartă-catod este dată, în figura 2.47.

2.8.2. Amorsarea cu semnal optic

Dispozitivele *pnpn* pot fi amorsate cu semnale optice situate în banda de răspuns spectral a siliciului. În acest caz, în locul porții electrice se utilizează un cablu optic (fibră optică), prin intermediul căruia se transmite semnalul luminos de la sursă pe suprafața siliciului (vezi figura 2.48). Adîncimea de pătrundere (d) a semnalului optic în siliciu este corelată cu coeficientul de absorbție α (vezi figura 2.49) prin relația [15]:

$$d \approx \frac{1}{\alpha} \quad (2.74)$$

Principiul amorsării optice constă în crearea de perechi de purtători (electroni și goluri) în structura *pnpn* sub influența fotonilor incidenti, avînd o energie ($h\nu$) mai mare decît banda interzisă a siliciului $E_g (= 1,11 \text{ eV})$.

Purtătorii mobili de sarcină generați optic creează un fotocurent care conduce la amorsarea dispozitivului prin acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn*. Amorsarea dispozitivului se produce atunci când se îndeplinește condiția (2.67).

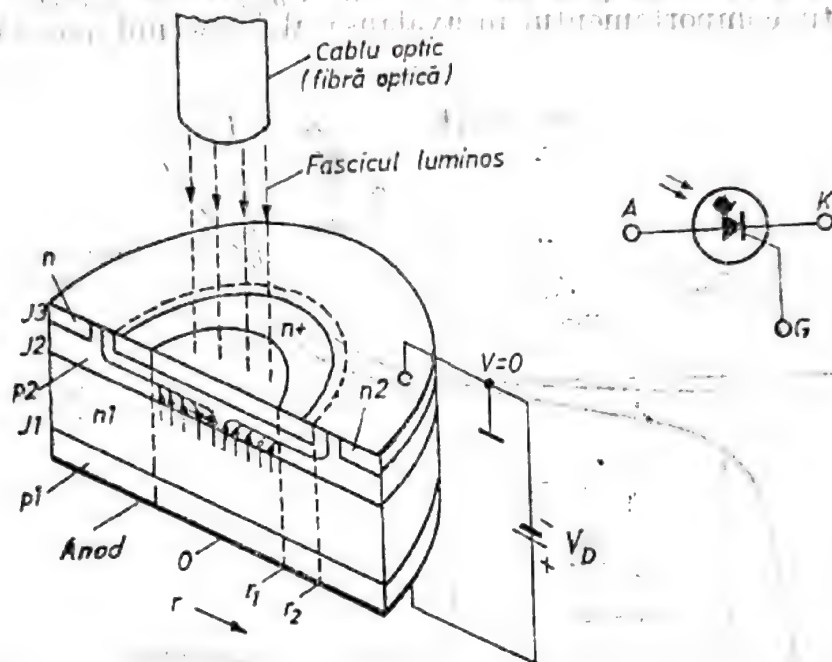


Fig. 2.48. Ilustrarea principiului amorsării optice a unei structuri *pnpn*.

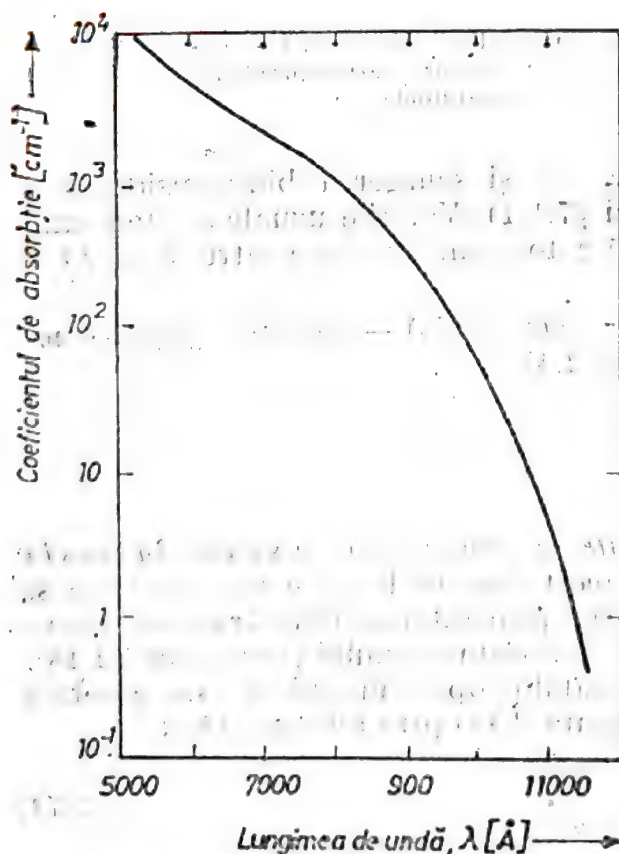


Fig. 2.49. Coeficientul de absorbție α a luminii în siliciu intrinsec în funcție de lungimea de undă a semnalului optic incident.

Pentru activarea optică a dispozitivelor *pnpn* din siliciu se utilizează diode electroluminescente (LED) din GaAs, având spectrul radiației luminoase cuprins între $\lambda = 0,7 \mu\text{m} \dots 1,0 \mu\text{m}$, adică în infraroșul apropiat. Fotonii din zona de infraroșu a spectrului radiației luminoase au atât energia, cât și adâncimea de pătrundere suficient de mari, pentru a crea în structura *pnpn* perechi de purtători fotogenerați.

Principiul amorsării optice este utilizat în optotiristoare (vezi §2.17).

2.8.3. Amorsarea prin breakover

Acest mod de amorsare (vezi §2.4) este caracteristic pentru diodele *pnpn* (diode Shockley). Din punct de vedere fizic procesul de amorsare prin atingere

rea tensiunii V_{FBO} (figura 2.31) este datorat efectului multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină, care tranzitează printr-o zonă extinsă cu câmp electric puternic (zona de sarcină spațială $W_{..}$ a joncțiunii J_2 (vezi figura 2.38). Declanșarea și derularea fenomenului este favorizată de micșorarea substanțială a grosimii efective a bazei n_1 (W_{n1}) la tensiuni de blocare în direct de valori foarte mari (vezi figura 2.38). Creșterea câștigului în curent α_{pnp} odată cu scăderea grosimii bazei n_1 (vezi §2.6) favorizează îndeplinirea condiției de amorsare (2.67).

Pentru dispozitivele *pnpn* cu terminal de poartă amorsarea prin *breakover* este o modalitate de aprindere nedorită (parazită), care poate conduce la distrugerea dispozitivului, în principal datorită fenomenului de localizare a conducției pe o arie extrem de redusă a catodului (vezi §2.10). Tiristoarele moderne pentru tensiuni înalte încorporează soluții constructive interne de protecție contra distrugerii prin efectul de *breakover*.

2.9. Amorsări parazite

2.9.1. Amorsarea prin efectul dv/dt

Aplicarea unei tensiuni anod-catod de blocare în direct cu o viteză mare de creștere poate determina amorsarea parazită a dispozitivelor *pnpn* în absența semnalului de comandă pe poartă. Comutarea dispozitivului din starea de blocare în cea de conducție directă are loc în acest caz la tensiuni cu valori mult sub cea a parametrului V_{FBO} (figura 2.31).

Fenomenul de amorsare parazită a tiristorului la aplicarea unei rampe de tensiune pozitivă între anod și catod, poartă denumirea de efectul dv/dt .

Capabilitatea în dv/dt static, care constituie un parametru important al tiristoarelor, reprezintă rata maximă de creștere a tensiunii de blocare în direct (V_D) care poate fi suportată de un dispozitiv cu structura *pnpn* fără a se amorsa parazit (pentru capabilitatea în dv/dt reaplicat sau dinamic, vezi §2.12.2). Capabilitatea în dv/dt (exprimată în $V/\mu s$) este invers proporțională cu valoarea finală a tensiunii anod-catod aplicate (V_{FB}) și cu temperatura structurii *pnpn*, T_{vj} .

Esența efectului dv/dt se bazează pe fenomenele legate de generarea unui curent parazit incipient în structura *pnpn* care, prin intermediul cuplajului regenerativ dintre tranzistoarele *pnp* și *nnp* componente ale structurii, conduce la satisfacerea relației de amorsare (2.67). La aplicarea rampei dv_D/dt (vezi figura 2.50), joncțiunile J_1 și J_3 se polarizează în direct, iar joncțiunea J_2 în invers.

Viteza de expansiune în straturile n_1 și p_2 a frontierelor zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 , deci și a capacității de barieră asociată acesteia (C_{J2}), este direct proporțională cu rampa dv_D/dt . Astfel, datorită expansiunii în timp a zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 , în structura *pnpn* ia naștere un curent de deplasare datorat variației sarcinii electrice

$$q(t) = C_{J2}(t) V_D(t), \quad (2.75)$$

unde pentru $N_{A2} \gg N_{D1}$

$$C_{J2} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_s N_{D1}}{qV_D(t)}} \quad (2.76)$$

Curentul de deplasare de densitate j_{as} antrenează creșterea factorilor de câștig în curent α_{np} și α_{pn} pînă la îndeplinirea condiției de amorsare (2.67).

În estimările privind efectele parazite ale curentului de deplasare, se utilizează o

$$j_{as} = C_{j2}(t) \frac{dV_p}{dt} \quad (2.78)$$

Relația simplificată utilizată în practică are forma :

$$\frac{dC_{j2}}{dt} = \frac{dV_p}{dt} C_{j2}(t) + V_p(t) \frac{dC_{j2}}{dt} \quad (2.77)$$

$$\frac{dC_{j2}}{dt} = \frac{dC_{j2}}{dt} = C_{j2}(t) \frac{dV_p}{dt} + V_p(t) \frac{dC_{j2}}{dt}$$

se exprimă în acest caz prin :

Densitatea curentului de deplasare j_{as} este dependentă de timp, iar $V_p(t)$ este tensiunea anodică instantanee. (Vezi figura 2.51), dependența de barieră pe unitatea de arie a joncțiunii J_2 (vezi figura

Fig. 2.50. Structura pnpn supusă unei tensiuni de blocare în direct cu viteză de creștere dV_p/dt

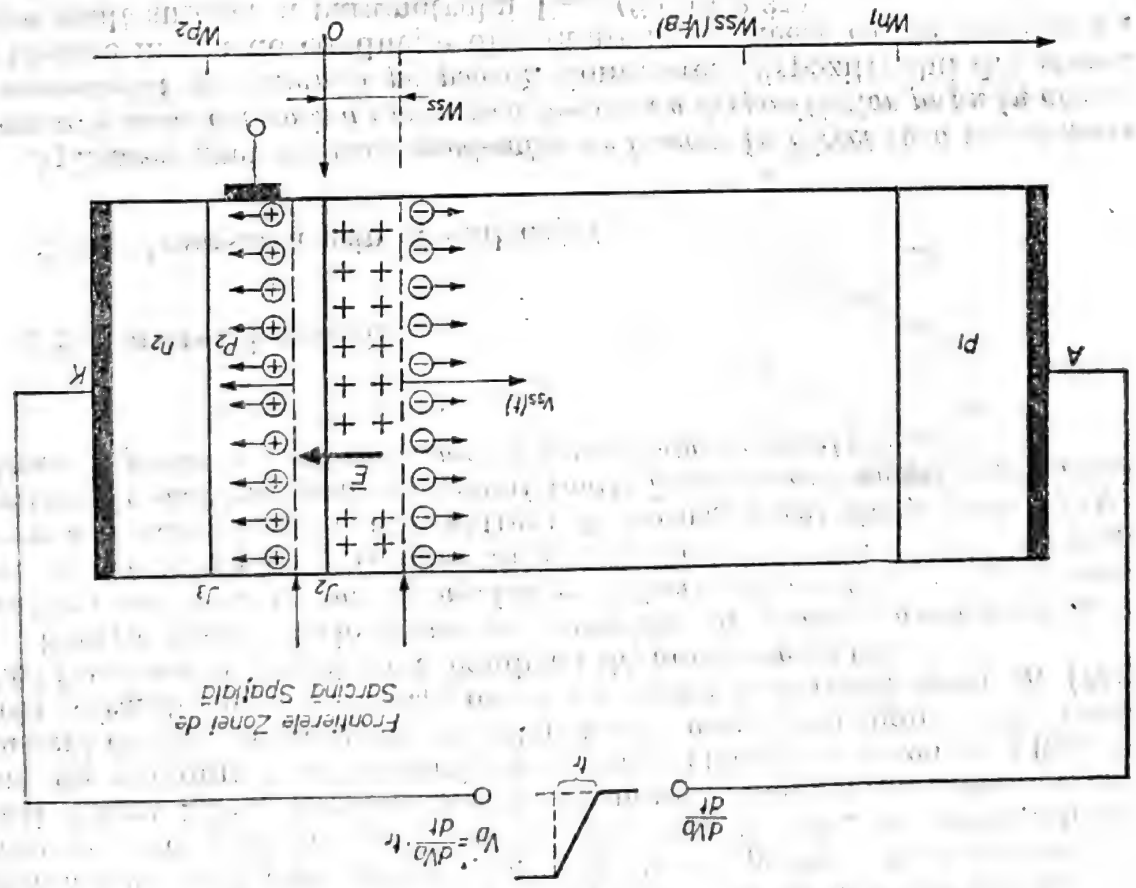
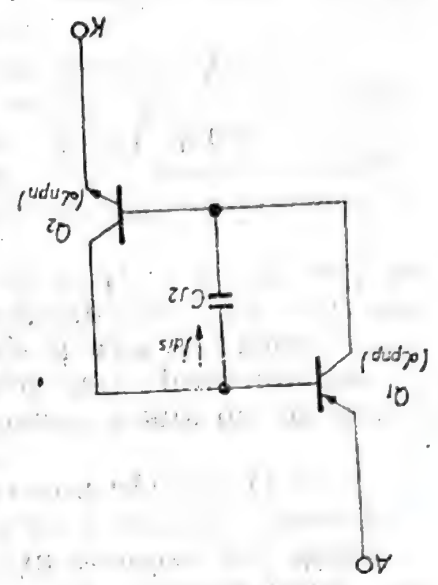


Fig. 2.51. Model simplificat al structurii pnpn ilustrind curgea curentului de deplasare cu densitatea j_{as} prin capacitatea de barieră a joncțiunii J_2 la aplicarea unei rampe dV/dt .



$$j_0 = C_{j2} \frac{dV}{dt} = 2C_{j2}(V_{rn}) \frac{dV}{dt} \quad (2.79)$$

unde $C_{j2} = 2C_{j2}(V_{rn})$ este valoarea medie a capacității specifice de barieră pe intervalul de variație a tensiunii anodice V_{rn} , $C_{j2}(V_{rn})$ este valoarea acestei capacități la valoarea finală a tensiunii anodice V_{rn} . Expresia (2.79) permite o estimare doar aproximativă a densității medii j_0 a curentului de deplasare și nu înglobează fenomenul de creștere a valorii lui j_0 cu tensiunea anodică finală V_{rn} .

De exemplu pentru $N_{D1} = 6 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, $dV/dt = 1 \text{ kV}/\mu\text{s}$, $V_{rn} = 1 \text{ kV}$, din relațiile (2.76) și (2.79) rezultă $C_{j2}(V_{rn} = 1 \text{ kV}) = 70 \text{ pF/cm}^2$ și $j_0 = 141 \text{ mA/cm}^2$. Densitatea acestui curent este mult mai mare decât densitatea curentului rezidual printr-un tiristor în starea de blocare directă. Valoarea curentului de deplasare este direct proporțională cu aria dispozitivului.

Măsurarea capacității în dV/dt a dispozitivelor *pnpn* se poate obține prin metode externe (de circuit) și interne (de proiectare/structură constructivă a dispozitivelor).

Protecția tiristoarelor la efectul dV/dt prin mijloace externe se efectuează prin conectarea unui grup RC (denumit *snubber*) în paralel pe diodă pozitiv (figura 2.52.a). Rolul grupului RC este de a limita rata efectivă de creștere a tensiunii de blocare în direct V_p la salturile bruște ale acesteia. La aplicarea unei tensiuni anodice rapid crescătoare în timp condensatorul C se încarcă cu constanta de timp RC , cu polaritatea din figura 2.52.a. Utilizarea grupurilor RC implică precauții deosebite, întrucât la amorsarea pe poartă a dispozitivului, condensatorul se descarcă prin acesta cu un

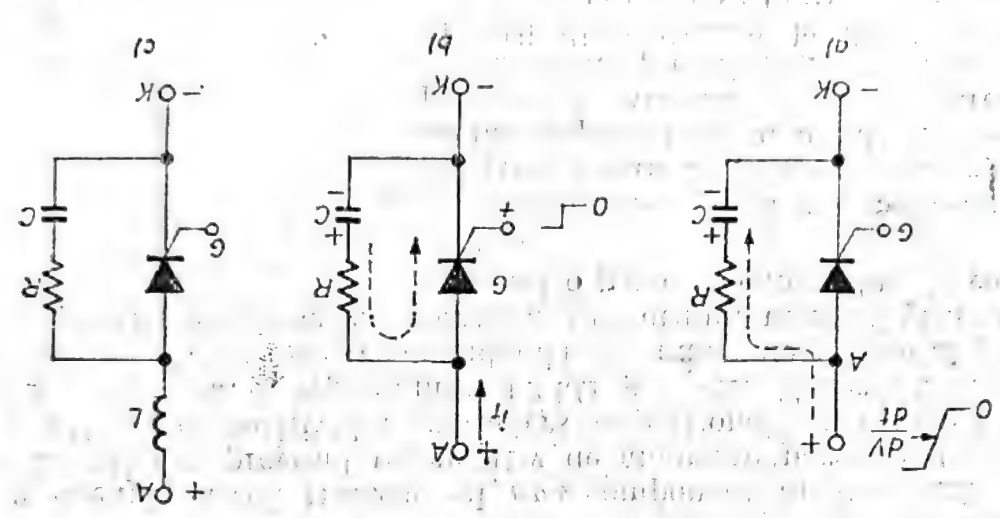


Fig. 2.52. (a) Încărcarea condensatorului din grupul de protecție RC la aplicarea tensiunii dV/dt . (b) Descărcarea condensatorului C prin tiristor la amorsarea acestuia pe poartă. (c) Modificarea de protecție a tiristorului la efectul dV/dt (inductanța L) și la dV/dt (grupul RC).

curent de valoare mare limitat practic de rezistorul R (figura 2.52.b), existând în acest caz pericolul distrugerii tiristorului prin efectul dI/dt (vezi §2.10). Trebuie remarcat faptul că utilizarea unei inductanțe L în

circuitul de anod al tiristorului (figura 2.52.c) pentru protejarea la efectul di/dt (vezi §2.10) în conjuncție cu un grup RC poate crea un circuit oscilant LRC , cu repercusiuni negative asupra funcționării și fiabilității circuitului în care este încorporat tiristorul.

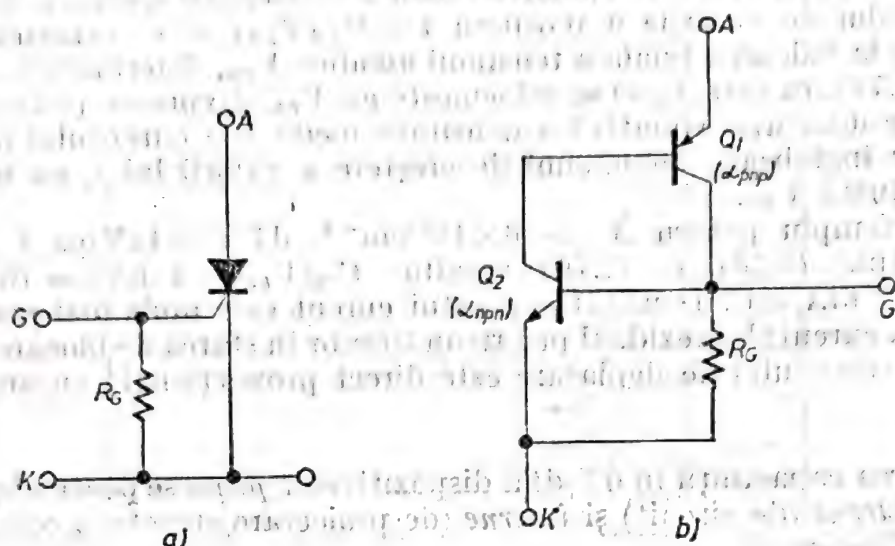


Fig. 2.53. (a) Conectarea unui rezistor extern R_G pentru protecția tiristorului la efectul dV/dt . (b) Schema echivalentă simplificată a structurii (a).

O soluție de circuit utilizată aproape exclusiv pentru tiristoarele de mică/medie putere care diminuează efectele parazite ale curentului de deplasare și mărește capabilitatea în dV/dt o constituie conectarea unui rezistor extern R_G între poartă și catod (figura 2.53.a). Rolul acestui rezistor este de a devia o parte a curentului de deplasare din baza p_2 și de a decupla astfel tranzistorul npn component al structurii pnpn (figura 2.53.b) din procesul regenerativ de amorsare parazită. Capabilitatea în dV/dt a dispozitivului este invers proporțională cu valoarea rezistorului R_G , cuprinsă, de regulă, între 0,2 k Ω și 5 k Ω . Alegerea unei valori reduse pentru R_G nu este recomandabilă din punct de vedere al puterii necesare pentru comanda pe poartă a tiristorului, întrucât prin R_G se șuntează o parte a curentului de comandă I_{GF} .

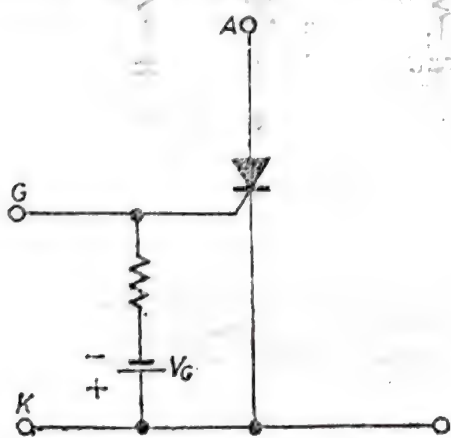


Fig. 2.54. Negativarea porții tiristorului în vederea creșterii capabilității sale în dV/dt .

Negativarea porții în raport cu catodul (vezi figura 2.54) are efecte similare asupra capabilității în dV/dt ca și soluția precedentă. Această soluție de circuit se utilizează de preferință în mărirea capabilității dispozitivelor la dV/dt reaplicat sau *dinamic* (vezi §2.14.2) [7, 16].

Soluția constructivă care încorporează în dispozitivul propriu-zis ideea măririi capabilității în dV/dt prezentată în figura 2.53.a se bazează pe utilizarea șunturilor de catod (vezi figura 2.55). Aceste șunturi constituie căi de rezistență extrem de redusă dintre metalizare și baza p_2

realizate pe cale tehnologică în catodul n_2 (figura 2.55.b).

Șunturile au rolul: (a) de a crea căi preferențiale de evacuare a curenților paraziți generați în structura dispozitivului direct spre metalizarea de catod, prin șuntarea stratului n_2 ; (b) de a micșora astfel eficiența efectivă

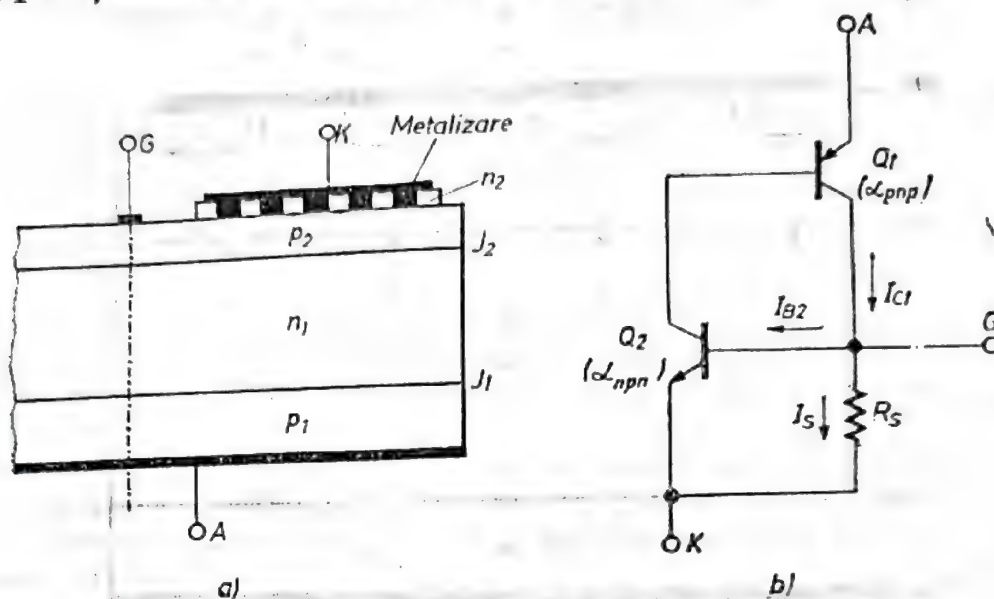


Fig. 2.55. (a) Structura unui tiristor avînd șunturi interne de catod și (b) schema sa echivalentă simplificată.

de injecție γ a emitorului de catod n_2 și de a menține în consecință valoare efectivă a factorului de câștig α_{npn} la un nivel suficient de scăzut pentru a preveni evoluția procesului regenerativ din structură spre îndeplinirea condiției de amorsare (2.67).

Tiristoarele de putere moderne utilizează de regulă 10–200 șunturi, amplasate pe întreaga suprafață a catodului ceea ce permite mărirea de 20 pînă la 50 ori a capacității în dV/dt a acestor dispozitive. Astfel, de exemplu, tiristoarele de arii (curenți) mari utilizînd 50–100 șunturi de catod au în mod uzual capacități în dV/dt de peste $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ la $T_j = 125^\circ\text{C}$ în comparație cu valori de $20 \text{ V}/\mu\text{s} \dots 50 \text{ V}/\mu\text{s}$ ale acestui parametru, tipice pentru dispozitive cu caracteristici constructive identice, însă fără șunturi. Dezavantajele utilizării șunturilor de catod sînt: (a) micșorarea ariei utile a catodului, ceea ce implică, la un curent anodic în conducție prestabilit, o valoare mai mare a căderii de tensiune V_T (în comparație cu tiristoarele fără șunturi), deci disipări mai mari de putere în starea *on*; (b) scăderea vitezei de răspîndire a conducției v_c (vezi §2.10), ceea ce afectează negativ capacitatea în di/dt ; (c) creșterea timpului de amorsare $t_{on}(t_{at})$.

Fenomenele principale în zona de catod a unui tiristor cu șunturi la apariția unui curent parazit cu densitate j_0 uniform distribuită în zona joncțiunii J_2 sînt ilustrate în figura 2.56. Acest curent parazit se propagă în direcție radială prin baza p_2 , sub forma unui curent lateral, care curge prin șunturi pe sub zonele de emitor n_2 . Căderea de tensiune V_{p2} provocată de acest curent lateral pe rezistența bazei p_2 este maximă în zona

centrală a fiecărui element al catodului n_2 , tinzînd să polarizeze în direct joncțiunea $n_2 - p_2$. Pentru ca dispozitivul să nu se amorseze parazit, distanța D dintre șunturi și diametrul d al șunturilor se aleg astfel încît căderea de tensiune V_{p2} maximă sub fiecare zonă n_2 de catod să fie mai

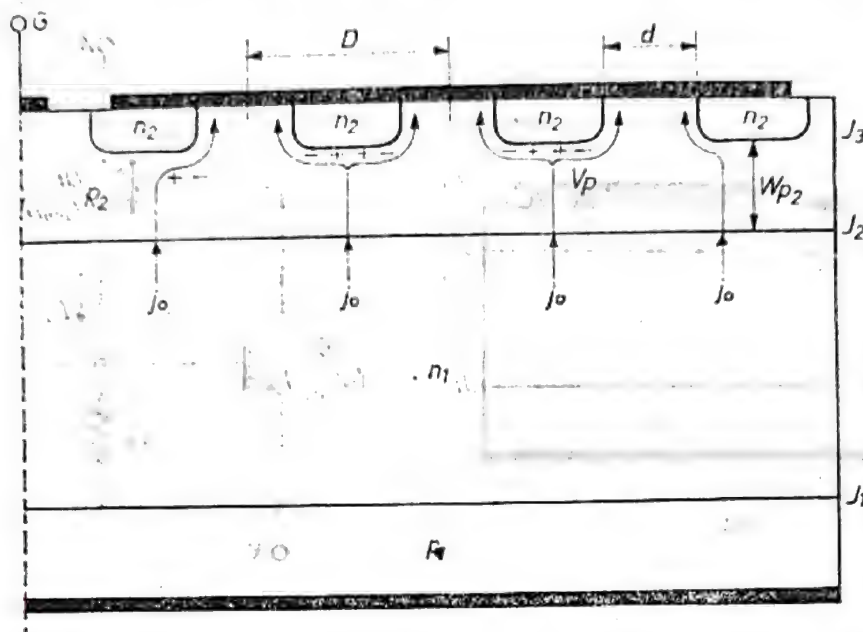


Fig. 2.56. Ilustrarea fenomenelor într-un tiristor cu șunturi de catod la apariția unui curent parazit cu densitatea j_0 uniform distribuită pe joncțiunea centrală J_2 (d este diametrul unui șunt, D este distanța dintre centrele a două șunturi adiacente).

mică decît tensiunea de prag a unei joncțiuni pn din siliciu ($\approx 0,4$ V la $T_j = 125^\circ\text{C}$). Căderea de tensiune V_{p2} se exprimă prin :

$$V_{p2} = F j_0 R_{p2} \quad (2.80)$$

unde F este un factor determinant de geometria șunturilor (vezi figura 2.56) cu valori tipice situate între $10^{-3} \dots 10^{-4} \text{ cm}^2$.

Cu (2.79), capacitatea în dV/dt se exprimă din relația (2.80) sub forma :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{p2}}{C_{J2} R_{p2} F} \quad (2.81)$$

Din (2.81) rezultă că pentru $V_{p2} = \text{constant}$, iar C_{J2} determinat de valoarea finală a tensiunii de blocare în direct (V_{FB}), capacitatea în dV/dt poate fi mărită prin alegerea optimă a dimensiunii și configurației de amplasare a șunturilor și/sau prin micșorarea rezistenței laterale a bazei p_2 , ceea ce implică un dopaj mai puternic al acesteia (sau/și o lățime W_{p2} mai mare a stratului p_2).

Dezavantajele menționate ale șunturilor convenționale sînt depășite în structurile de tiristoare moderne prin utilizarea șunturilor controlate de structuri MOS (metal — oxid — semiconductor) sau a configurațiilor cu două nivele de interdigitare (vezi §2.18).

În tiristoarele rapide există inherent posibilitatea obținerii unor capacități în dV/dt mai mari, întrucît timpul de viață mai redus al purtători-

lor în bazele n_1 și p_2 implică o recombinație mai intensă a purtătorilor de sarcină componenți ai curentului parazit, deci diminuarea pronunțată a acestuia din urmă.

2.9.2. Amorsarea prin efectul creșterii temperaturii

Curentul invers de saturație I_0 al unei joncțiuni pn , ca și curentul invers de saturație al joncțiunii colector—bază I_{CBO} al unui tranzistor crește exponențial cu temperatura T după legea

$$I_0(T) = I_0(T_a) e^{a(T-T_a)} \quad (2.82)$$

unde $I_0(T_a)$ este valoarea curentului menționat la temperatura ambiantă (de referință), a o constantă de proporționalitate, iar $T - T_a = \Delta T$ este creșterea de temperatură în structura semiconductoare față de temperatura de referință.

Curentul I_{CO} din relația (2.66) crește odată cu temperatura după o lege de variație similară cu (2.82) antrenând, la rîndu-i, creșterea factorilor de câștig în curent α_{pnp} și α_{npn} . În mod practic, curentul I_{CO} din expresia (2.66) se dublează la fiecare 8°C de creștere a temperaturii structurii semiconductoare. Ca urmare, curentul $I_D (= I_A$ din relația 2.66) prin structura blocată în direct crește pronunțat cu creșterea temperaturii. Din punct de vedere formal, amorsarea parazită a structurilor $pnpn$ are loc în momentul în care se îndeplinește condiția (2.67). Acest mod de amorsare parazită a dispozitivelor $pnpn$ este cu atît mai probabil cu cît : (a) tensiunea de blocare în direct aplicată pe tiristor este mai mare ; (b) cu cît dispozitivul este mai sensibil la semnalele de amorsare pe poartă, adică are valori mai scăzute ale curenților I_{GT} și $I_R(I_L)$. Întrucît tensiunea maximă de blocare în direct V_{DRM} se definește la o anumită valoare (prestabilită) a curentului I_D , creșterea acestuia din urmă cu temperatura conduce inerent la micșorarea valorii parametrului V_{DRM} la $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ în comparație cu cea de la $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$.

Utilizarea șunturilor de catod (vezi §2.9.1) are ca efect micșorarea eficienței efective de injecție a joncțiunii n_2-p_2 de catod (J_3), ceea ce implică atît o valoare mai redusă a factorului efectiv de câștig în curent α_{npn} , cît și o mai slabă dependență a acestuia de curentul parazit prin structură. Ca urmare a utilizării șunturilor de catod : (a) se inhibă procesul regenerativ care ar conduce în final la îndeplinirea condiției de amorsare (2.67); (b) se diminuează valoarea efectivă a curentului I_D prin structura $pnpn$, ceea ce implică, la rîndu-i o creștere efectivă a parametrului V_{DRM} .

Valoarea curentului invers I_R prin structura $pnpn$ la polarizarea în invers are o dependență de temperatură similară cu cea a curentului I_D . Ca urmare, definirea tensiunii maxime de blocare în invers V_{RRM} la un anumit nivel al curentului I_R implică o diminuare a valorii acestui parametru cu creșterea temperaturii T_{vj} .

La temperatura $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ și tensiuni înalte de blocare, densitatea curenților reziduali (I_D și I_R) este de ordinul mA/cm^2 .

2.10. Efectul di/dt

2.10.1. Esența fenomenului

Procesul de amorsare a tiristoarelor de putere, care au implicit o arie mare a catodului, prezintă anumite particularități care conduc la limitări importante în utilizarea acestor dispozitive în regim dinamic. Unul din fenomenele importante, tipic pentru procesul de amorsare al tiristoarelor de putere, îl constituie localizarea conducției în direct pe o suprafață extrem de redusă a catodului la începutul procesului de amorsare (vezi figura 2.45). Acest fenomen limitează *capabilitatea în di/dt* care este un parametru dinamic important al tiristoarelor.

Esența fenomenului di/dt derivă din specificitatea proceselor care au loc în structura *pnpn* la amorsarea pe poartă a unui tiristor. La aplicarea unui impuls de amorsare (I_{GF}), zona catodului care intră inițial în conducție directă este cea din imediata vecinătate a porții. Aria inițială în conducție (*on*) este redusă în comparație cu dimensiunile catodului. În decursul procesului tranzitoriu de amorsare are loc extinderea în direcție laterală a regiunii aflate în conducție (*on*). Extinderea zonei în conducție directă (*on-zone spreading* sau *plasma spreading*) se efectuează cu o viteză finită v , (figura 2.45). Valorile uzuale ale vitezei de răspândire a conducției sînt situate în gama $v_s = 0,03 \dots 0,3 \text{ mm}/\mu\text{s}$ și depind de geometria verticală a structurii *pnpn*, precum și de densitatea instantanee a curentului anodic prin tiristor în cursul fazei de amorsare. Dacă aria inițială în conducție și/sau viteza de răspândire a conducției au valori reduse, atunci densitatea locală de putere disipată în cursul fazei de creștere a curentului anodic poate conduce la supraîncălzirea regiunii plachetei de siliciu din vecinătatea porții. Creșterea temperaturii instantanee a zonei în conducție peste o valoare critică are drept rezultat distrugerea dispozitivului.

Întrucît disipările de putere, deci și creșterile locale de temperatură sînt direct proporționale cu rata de creștere a curentului anodic (di/dt) în cursul procesului de amorsare, acest mod de distrugere electrotermică a tiristoarelor se numește prin efectul di/dt . *Rata maximă de variație a curentului anodic di/dt pe care o poate suporta un tiristor în cursul amorsării sale fără a se distruge poartă denumirea de capabilitate în di/dt .* Acest parametru dinamic al tiristoarelor este specificat de fabricant.

Tiristoarele distruse prin efectul di/dt prezintă zone locale în care s-a produs topirea siliciului. Aceasta atestă temperaturile înalte ($1100^\circ\text{C} \dots 1500^\circ\text{C}$) induse local de efectul di/dt .

Defectarea dispozitivelor poate fi accelerată de o serie de efecte, cum ar fi gradientul mare de temperatură dintre zonele *on* și *off* (vezi figura 2.45), care crează tensiuni mecanice locale în placheta de siliciu.

Din cele prezentate, rezultă că un tiristor cu o capabilitate ridicată în di/dt trebuie să posede o arie inițială în conducție cît mai extinsă, precum și un timp de răspândire al conducției cît mai redus.

2.10.2. Modalități de îmbunătățire a capabilității în di/dt

Direcțiile urmate în mărirea capabilității în di/dt a tiristoarelor se pot împărți în externe (de circuit) și interne (de proiectare a dispozitivelor).

Pentru a mări aria inițială în conducție, deci pentru a micșora densitatea locală a curentului în momentul crucial al procesului de amorsare, în tiristoarele convenționale se utilizează uneori supracomanda porții cu un semnal puternic de curent (*over-drive*), avînd o valoare de 10...20 ori mai mare decît valoarea curentului I_{GT} . Eficacitatea metodei supracomenzii este limitată de valoarea maximă a semnalului care poate fi aplicată pe poartă. Trebuie remarcat și faptul că, simultan cu creșterea ariei inițiale A , în conducție, un semnal puternic aplicat pe poartă conduce și la o micșorare a timpului de întîrziere t_d (vezi §2.12.1); în consecință, începutul timpului de creștere t_r (vezi §2.11.1) apare mai devreme, cînd suprafața inițială în conducție are o valoare redusă. Ca urmare dacă circuitul exterior nu limitează viteza de creștere a curentului dispozitivul se poate distruge prin efectul di/dt .

În circuitele care utilizează tiristoare convenționale, cu o capacitate în di/dt limitată, de regulă, la 50...200 A/ μ s, preîntîmpinarea distrugerii dispozitivelor datorită ratei mari de creștere a curentului de sarcină la care sînt operate se realizează, ca principiu general, prin utilizarea unei inductanțe L externe (de ordinul μ H sau zeci de μ H) în serie cu dispozitivul (vezi figura 2.52.c). Rolul bobinei L este de a introduce o întîrziere în creșterea curentului anodic (față de tensiunea anodică) și de a diminua astfel valoarea puterii disipate în cursul timpului de creștere t_r (vezi §2.12.1). Inconvenientele acestei soluții de circuit sînt următoarele: mărirea timpului de amorsare al dispozitivului simultan cu reducerea corespunzătoare a frecvenței maxime de lucru (vezi §2.13), pericolul apariției unor oscilații parazite în circuitele de putere, creșterea gabaritului instalației.

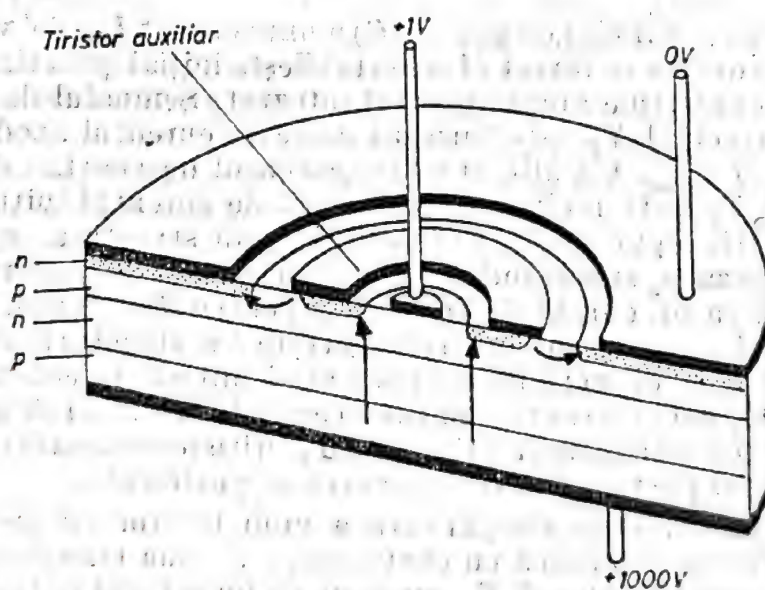


Fig. 2.57. Secțiune printr-un tiristor cu poartă centrală utilizînd un amplificator de poartă integrat.

Mărirea capacității în di/dt a tiristoarelor moderne la 300...1000 A/ μ s se obține prin soluții constructive interne. Soluția principală implementată în tiristoarele de putere de arii mari se bazează pe încorporarea în geometria superficială a dispozitivelor a unui amplificator de poartă integrat (*integrated amplifying gate* sau *amplifying gate*), care acționează numai în primele faze ale procesului tranzitoriu de amorsare (vezi figura 2.57). Această

soluție permite mărirea suprafeței inițiale în conducție simultan cu micșorarea reea puterii de comandă aplicate pe poarta dispozitivului.

Structura unui asemenea dispozitiv (vezi figura 2.58) cuprinde un tiristor auxiliar T_A ($p_1n_1p_2n_{2A}$) și tiristorul principal T_P ($p_1n_1p_2n_2$).

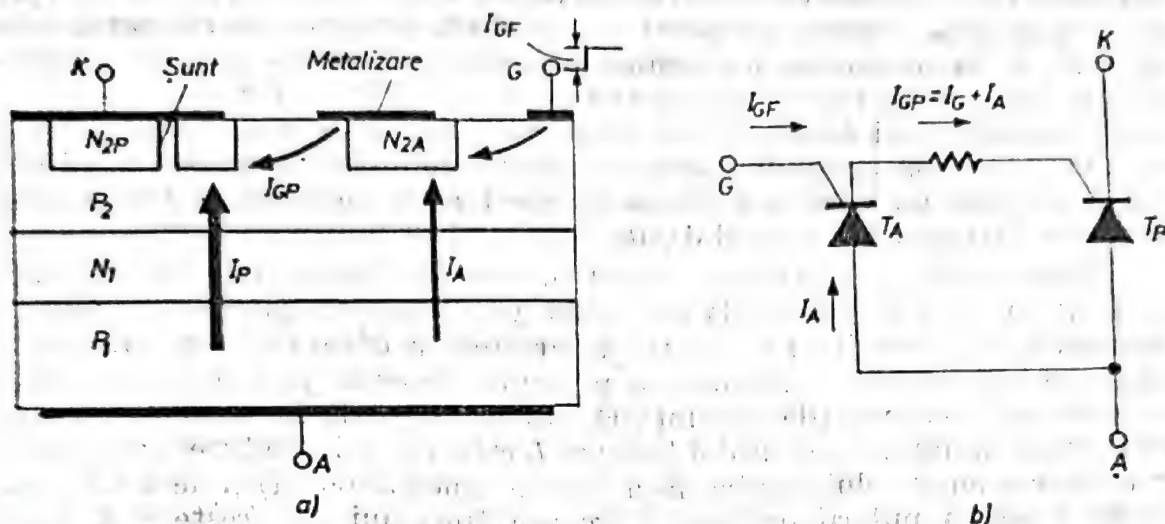


Fig. 2.58. (a) Ilustrarea principiului de funcționare la amorsare a unui tiristor cu amplificator de poartă integrat. (b) Schema echivalentă simplificată a unui tiristor cu amplificator de poartă integrat (T_A este tiristorul auxiliar integrat $p_1n_1p_2n_{2A}$, T_P este tiristorul principal $p_1n_1p_2n_2$).

La aplicarea pe terminalul de poartă (G) a unui curent I_{GF} de valoare relativ redusă, conducția în direct (I_A) se stabilește inițial prin tiristorul auxiliar T_A , care constituie amplificatorul integrat. Semnalul de amorsare al tiristorului principal T_P este furnizat de către curentul anodic al tiristorului auxiliar T_A (I_A). Cu alte cuvinte, curentul de poartă (de amorsare) al tiristorului T_P este mult amplificat față de curentul inițial de poartă I_{GF} , fiind practic egal cu I_A . Curentul I_A prin structura $p_1n_1p_2n_{2A}$ este reinjectat în baza p_2 sub catodul n_{2P} prin metalizarea emitorului auxiliar n_{2A} , acționind ca un curent de poartă I_{GP} pentru T_P . Astfel, curentul de poartă $I_{GP} = I_A$ asigură amorsarea „forțată” a structurii dispozitivului principal T_P , ceea ce permite mărirea ariei inițiale în conducție a catodului principal, deci inerent și mărirea capabilității în di/dt a tiristorului. După amorsarea tiristorului principal T_P , tiristorul auxiliar T_A se blochează și nu mai participă la funcționarea dispozitivului.

Schema echivalentă simplificată a unui tiristor cu amplificator de poartă integrat se aseamănă cu configurația a două tranzistoare în conexiune Darlington: tiristorul T_A amorsat cu un semnal redus de comandă I_{GF} asigură comanda (drive-ul) pentru tiristorul principal T_P . Rolul tiristorului integrat T_P este acela de a asigura efectele „supracomenzii” pe poartă a tiristoarelor convenționale, în condițiile obținerii și a unui câștig la amorsare G_{on} de valoare mare. Tiristoarele cu amplificator de poartă integrat sînt astfel proiectate încît în orice condiții tiristorul T_A să se amorseze înaintea celui principal T_P . În caz contrar (cînd T_P se amorsează înaintea lui T_A), tiristorul auxiliar nu-și îndeplinește menirea. Tiristoarele de curenți foarte mari, care sînt inerent amorsate cu un semnal redus aplicat (de exemplu, optotiristoarele) utilizează cîteva amplificatoare de

poartă integrate (vezi §2.17). Această soluție conduce însă la pierderea ariei active a catodului.

O soluție alternativă față de amplificatorul de poartă integrat îl constituie tiristorul cu *amorsarea inițiată de câmpul electric* (vezi figura 2.59).

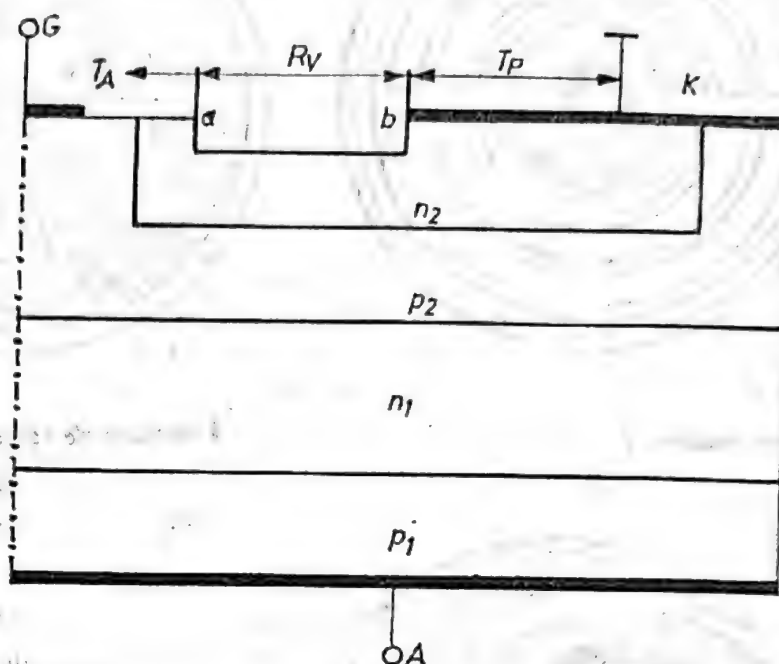


Fig. 2.59. Structura unui tiristor cu amorsarea inițiată de câmpul electric.

Ideea acestei soluții o constituie crearea unei căderi de tensiune între punctele a și b ale catodului n_2 (pe rezistența R_V) în faza inițială a procesului de amorsare. Această cădere de tensiune crează un câmp electric lateral în stratul n_2 , care mărește substanțial viteza de răspândire a conducției v_{\cdot} .

Pentru a asigura intrarea aproape simultană în conducție a tuturor zonelor din catodii tiristoarelor de arii mari se utilizează structuri interdigitate, în care poarta și catodul se întrepătrund (vezi figura 2.60).

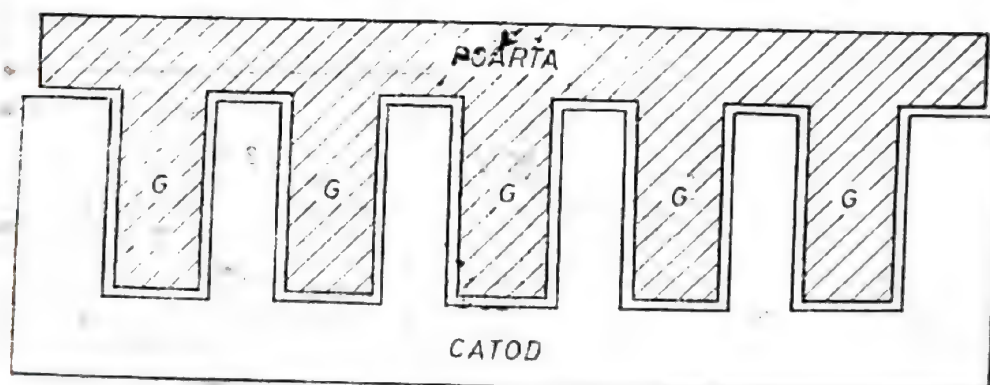


Fig. 2.60. Ilustrarea ideii de interdigitare a zonei poartă-catod.

Întrucât în asemenea structuri orice punct de pe catod se află situat față de contactul adiacent de poartă — la o distanță de ordinul a $(1..3)r_0$, vezi figura 2.45, la aplicarea impulsului de amorsare pe poartă, I_{GF} întreaga suprafață a catodului intră în conducție aproape simultan. Pentru a micșora valoarea curentului de comandă I_{GF} , structurile interdigitate se utilizează

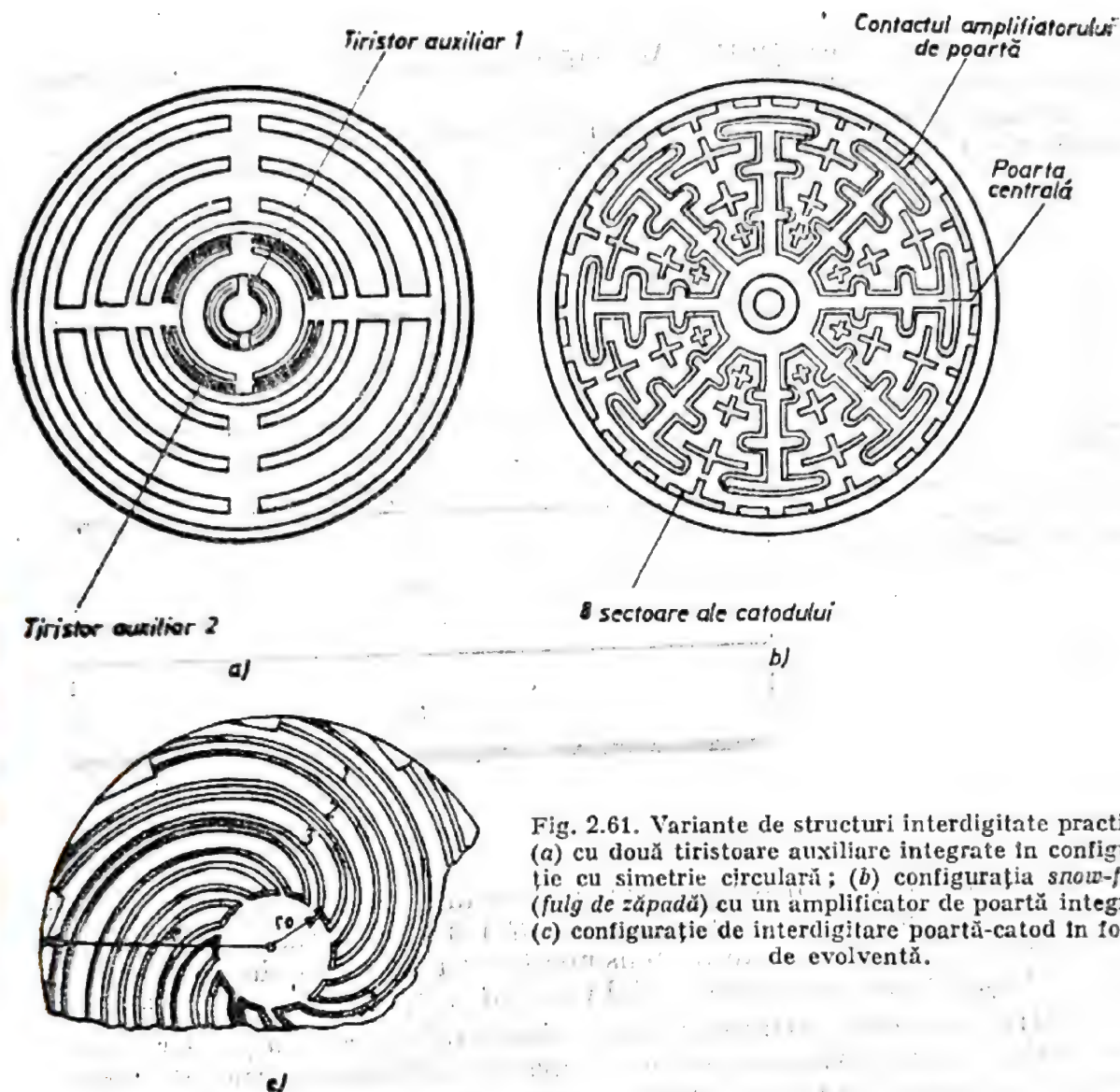


Fig. 2.61. Variante de structuri interdigitate practice : (a) cu două tiristoare auxiliare integrate în configurație cu simetrie circulară ; (b) configurația snow-flake (fulg de zăpadă) cu un amplificator de poartă integrat ; (c) configurație de interdigitare poartă-catod în formă de evolută.

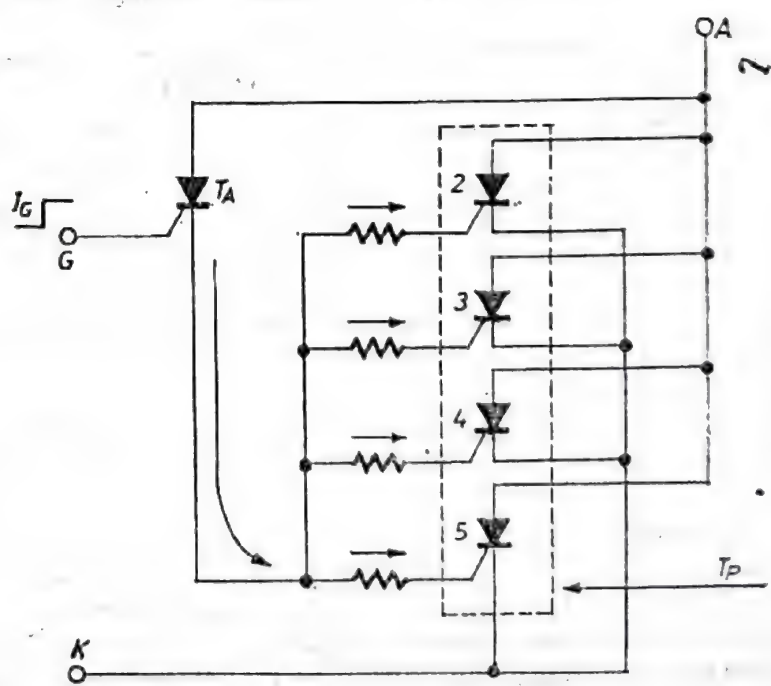


Fig. 2.62. Schema echivalentă simplificată a unei structuri interdigitate utilizând un amplificator de poartă (tiristor) auxiliar T_A pentru amorsarea simultană a tuturor zonelor de catod ale tiristorului principal T_P .

în conjuncție cu amplificatoare de poartă integrate (vezi figura 2.61). Din schema echivalentă a unei astfel de structuri (vezi figura 2.62) rezultă că tiristorul auxiliar T_A amorsează simultan întregul tiristor principal T_P . Cu astfel de structuri se pot obține capacități în di/dt de peste $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$, în condițiile unui câștig substanțial la amorsare G_{on} . Realizarea structurilor interdigitate pe plachete de siliciu de diametre date conduce însă la diminuarea ariei utile a catodului.

2.11. Modalități de comutare în starea de blocare

Cînd un tiristor se află în starea de conducție directă (*on*), toate cele trei joncțiuni ale dispozitivului sînt polarizate în direct (vezi figura 2.41) și, în consecință, cele două baze ale dispozitivului sînt puternic saturate cu purtători minoritari (goluri în baza n_1 , electroni în baza p_2). Trecerea din starea de conducție (*on*) în starea de blocare directă (*off*) implică evacuarea sarcinii electrice a purtătorilor, stocată în cele două baze, astfel încît joncțiunea J_2 să-și recapete capacitatea de blocare a tensiunii în direct V_D . Comutarea tiristorului din starea *on* în starea *off* se poate realiza în mai multe moduri.

2.11.1. Blocarea prin scăderea curentului anodic sub valoarea I_H

Tiristorul poate fi blocat prin scăderea curentului anodic i_T prin dispozitiv (curentul de sarcină) la o valoare cu puțin inferioară curentului de menținere I_H (vezi figura 2.33). Reducerea treptată a curentului anodic i_T la o valoare critică ($\approx I_H$), care să declanșeze comutarea tiristorului în starea de blocare în direct, nu este folosită direct în circuitele de forță, care utilizează aceste dispozitive. În aplicații practice ale tiristoarelor, blocarea acestor dispozitive datorită scăderii curentului i_T sub valoarea curentului de menținere I_H (datorită, de exemplu, creșterii bruște a rezistenței de sarcină R_A , figura 2.33) constituie un mod de comutare parazit [14].

2.11.2. Blocarea prin aplicarea tensiunii inverse anod-catod

Comutarea tiristoarelor convenționale din starea de conducție directă în cea de blocare se efectuează „forțat”, prin aplicarea unei tensiuni inverse între anod și catod [14] (vezi figura 2.63). Într-o serie de aplicații practice, tiristorul este amorsat la aplicarea pe anod a semialternanței pozitive a tensiunii de alimentare. Blocarea dispozitivului se produce în semialternanța negativă a tensiunii de alimentare (vezi figura 2.63).

Datorită faptului că baza n_1 este groasă și slab dopată, cantitatea de sarcină stocată în acest strat și timpul de viață al golurilor τ_p joacă un rol primordial în întîrzierea procesului de blocare al tiristorului. Întrucît curentul de goluri prin structură este proporțional cu sarcina în exces din baza n_1 , legea de scădere a curentului prin dispozitiv se poate scrie formal ca

$$I = I_T e^{-t/\tau_p} \quad (2.83)$$

Considerind că dispozitivul este blocat în momentul în care curentul prin structură scade la valoarea curentului de menținere I_H (adică $I = I_H$ la t_{off}), din (2.83) se obține

$$t_{off} = \tau_p \ln \frac{I_T}{I_H} \quad (2.84)$$

unde $I = I_T$ la $t = 0$, iar τ_p este timpul de viață al golurilor în baza n_1 .

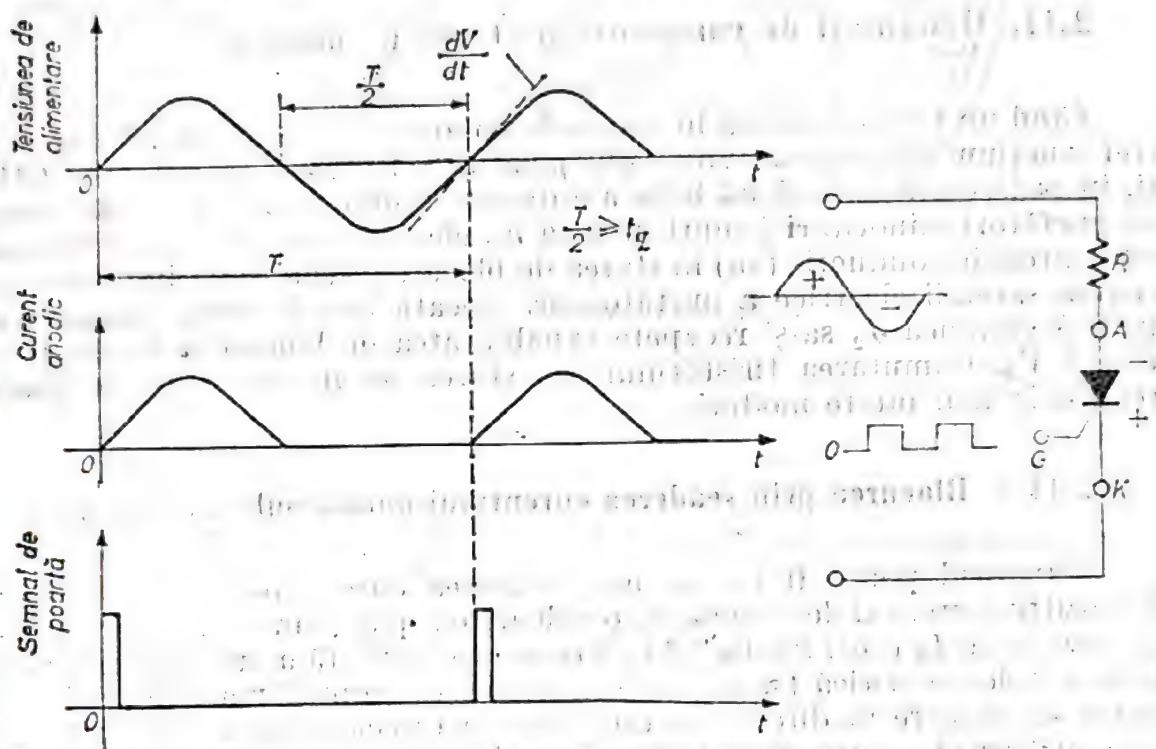


Fig. 2.63. Ilustrarea principiului blocării unui tiristor convențional prin inversarea polarității tensiunii anod catod într-o aplicație tipică.

Din abordarea simplificată care a condus la (2.84) rezultă că, timpul de blocare t_{off} este direct proporțional cu timpul de viață al purtătorilor minoritari τ_p din baza n_1 . Reducerea timpului de viață τ_p se realizează prin introducerea în structura dispozitivului a centrilor de recombinare (vezi § 2.14.1.) cum ar fi aurul sau platina (care se introduce tehnologic, printr-un proces de difuzie) sau prin utilizarea iradierii dispozitivului finit cu electroni sau neutroni. Micșorarea intenționată a timpului de viață τ_p are consecințe importante asupra parametrilor de bază ai tiristoarelor (vezi § 2.14.1).

Reaplicarea tensiunii de blocare în direct cu o rată de creștere dV_d/dt (vezi figura 2.63) poate determina amorsarea parazită a tiristorului. Datorită acestei particularități, ca timp de blocare t_q al unui tiristor convențional se consideră intervalul de timp care se scurge din momentul în care, la aplicarea tensiunii inverse pe dispozitiv, curentul direct I_T scade la zero, și momentul când se poate replica tensiunea anodică directă cu o rată de creștere prestabilită (dV_d/dt dinamic sau reaplicat), fără ca tiristorul să se reamorseze parazit. Timpul de blocare t_q a tiristoarelor convenționale se definește la o valoare prestabilită a rampei dV_d/dt (de exemplu $400 \text{ V}/\mu\text{s}$) și la $T_v = 125^\circ\text{C}$.

Timpul de blocare t_g poate fi micșorat cu mijloace externe (de circuit), prin aplicarea unui semnal negativ de valoare redusă ($V_{GR} = 2 \dots 6 \text{ V}$) între poartă și catod la sfârșitul procesului tranzitoriu de blocare. Acest mod de reducere adițională a timpului „natural” de blocare al tiristorului se numește blocare asistată de poartă (*gate assisted turn-off*). În tiristoarele cu blocare asistată de poartă (vezi § 2.14.2) reducerea timpului t_g provine în principal din faptul că negativarea porții în raport cu catodul în faza finală a procesului de comutare deviază în circuitul extern o parte însemnată a curentului parazit (vezi § 2.9.1 și §2.14.2) generat în structura dispozitivului de tensiunea V_D reaplicată. Canalizarea acestui curent înspre circuitul extern poartă-catod previne polarizarea în direct a joncțiunii $n_2 - p_2$ și declanșarea procesului regenerativ de amorsare nedorită a tiristorului.

2.11.3. Blocarea pe poartă

În principiu, toate tiristoarele convenționale pot fi comutate din starea de conducție în direct în starea de blocare prin aplicarea unui semnal negativ între poartă și catod (vezi figura 2.64) fără inversarea polarizării anod-catod.

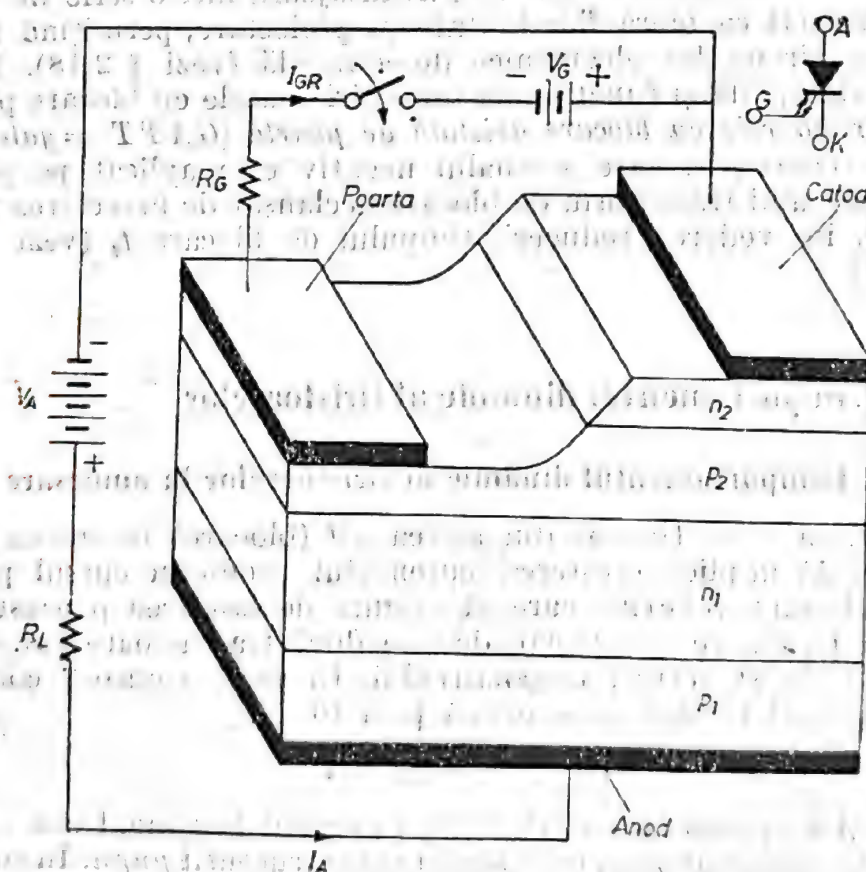


Fig. 2.64. Principiul blocării pe poartă a unui tiristor și simbolul dispozitivului GTO.

tății anod-catod (ca în cazul discutat în §2.11.2.). Procesul tranzitoriu de blocare se bazează în acest caz pe extragerea, prin terminalul de poartă, a unui curent substanțial (I_{GR}) din structură, care are drept consecință

ieșirea treptată din saturație a tranzistorului *nnp* component al structurii și restabilirea capabilității de blocare în direct a joncțiunii J_2 . Din punct de vedere formal, procesul de blocare al unui tiristor printr-un semnal negativ (I_{GR}) aplicat pe poartă se aseamănă cu procesul de tranziție a unui tranzistor *nnp* din starea de saturație în cea de blocare la extragerea unui curent I_B din bază. Timpul de blocare pe poartă t_{gq} a unui tiristor este cu atât mai redus, cu cât amplitudinea curentului de comandă I_{GRM} este mai mare. Timpul de blocare pe poartă t_{gq} la un curent $I_{GRM} = \text{const}$ este direct proporțional cu rata de creștere a tensiunii directe anod-catod pe dispozitiv în timpul procesului de comutare din starea *on* în starea *off*. Dispozitivele specializate, proiectate special pentru a utiliza în mod optim facilitatea de poartă în vederea blocării rapide sunt denumite — *tiristoare cu blocare pe poartă* ($GTO = \text{gate turn-off thyristors}$, vezi § 2.18). În aceste tiristoare specializate, care au parametrii electrici standard similari cu cei ai tiristoarelor convenționale din aceeași clasă (arie de catod și capsule identice), *terminalul de poartă* (G) *este utilizat atât pentru amorsare* (cu impulsuri I_{GF} pozitive), cât și pentru *comutarea din starea on în starea off* (cu impulsuri I_{GR} negative). Pentru menținerea în conducție directă a tiristoarelor GTO nu este necesară alimentarea cu curent a porții dispozitivului.

Utilizarea tiristoarelor GTO este avantajoasă într-o serie de aplicații de forță, întrucât ea oferă flexibilitate în proiectare, permițând totodată simplificarea circuitelor electronice de comandă (vezi § 2.18). Există o deosebire principială și funcțională între tiristoarele cu blocare pe poartă (GTO) și *tiristoarele cu blocare asistată de poartă* ($GATT = \text{gate assisted turn-off thyristors}$), în care semnalul negativ este aplicat pe poartă la sfârșitul procesului tranzitoriu de blocare declanșat de inversarea tensiunii anod-catod, în vederea reducerii timpului de blocare t_q (vezi § 2.11.2. și § 2.14.2).

2.12. Comportamentul dinamic al tiristoarelor

2.12.1. Comportamentul dinamic al tiristoarelor la amorsare

Comutarea unui tiristor din starea *off* (blocare) în starea *on* (conducție directă) implică creșterea curentului anodic în cursul procesului tranzitoriu la un nivel critic care să asigure declanșarea procesului regenerativ de basculare, controlat de cele două tranzistoare (*pnp* și *nnp*) componente ale structurii dispozitivului. În mod riguros, condiția de amorsare a unui tiristor se exprimă prin [6, 14]

$$\tilde{\alpha}_{pnp} + \tilde{\alpha}_{nnp} = 1 \quad (2.85)$$

unde $\tilde{\alpha}_{pnp}$ și $\tilde{\alpha}_{nnp}$ sînt factorii de câștig în curent la semnal mic al tranzistoarelor *pnp*, respectiv *nnp*, componente ale structurii *pnpn*. În comparație cu relația (2.67), condiția (2.85) indică o declanșare a reacției pozitive intrinseci la un nivel mai scăzut al curentului prin structură, întrucât factorii de câștig la semnal mic ($\tilde{\alpha}$) cresc mai rapid cu curentul (vezi figura 2.40) decît omologii lor statici α (de c.e.).

Relația (2.85) constituie din punct de vedere formal condiția riguroasă de amorsare a unui dispozitiv *pnpn* prin oricare din modurile sale de comutare din starea *off* în starea *on* (vezi § 2.8 și § 2.9).

Comutarea unui tiristor din starea *off* în starea *on* prin aplicarea unui impuls de amplitudine I_{GFM} pe poarta dispozitivului se efectuează într-un timp finit, denumit *timp de amorsare* (*turn-on time*) $t_{on}(t_{gt})$. Procesul tranzitoriu de amorsare de durată $t_{on}(t_{gt})$, declanșat prin aplicarea pe poarta tiristorului a unui impuls pozitiv de comandă este caracterizat prin fenomene fizice distincte, corelate cu următoarele componente principale ale timpului de amorsare (figura 2.65) [4, 6, 14]:

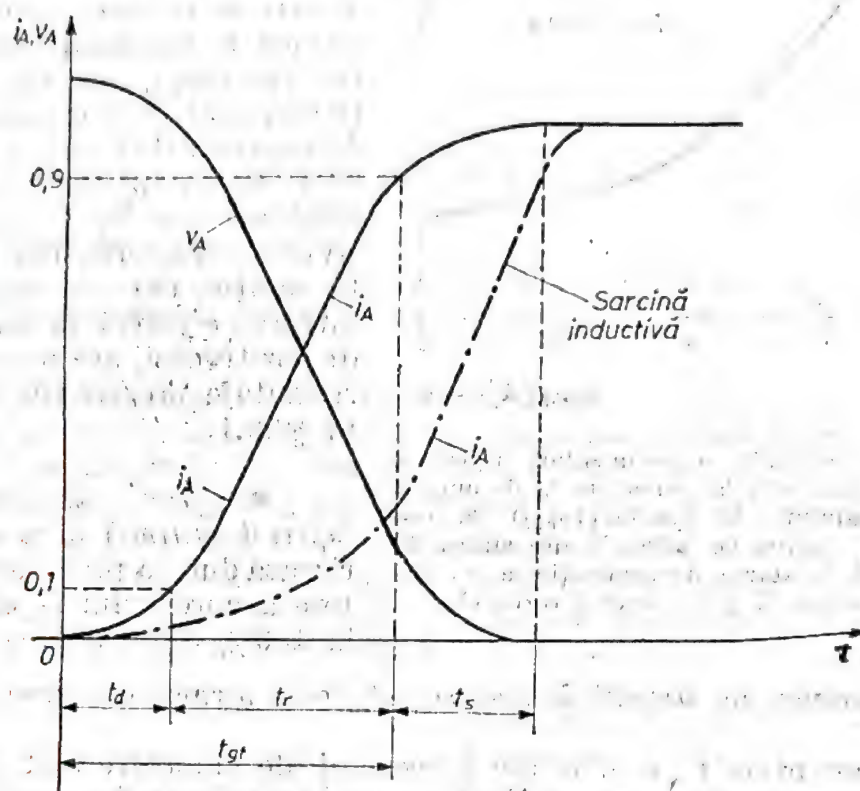


Fig. 2.65. Formele tipice ale curentului și tensiunii anodice în cursul procesului tranzitoriu de amorsare a unui tiristor pe o sarcină externă rezistivă. (Forma curentului anodic prin dispozitiv la comutarea pe o sarcină inductivă este schițată punctat).

• *timpul de întârziere* (*delay time*) t_d , care caracterizează inerția dispozitivului în răspunsul său la semnalul de comandă aplicat pe poartă. Prin convenție, timpul t_d durează din momentul aplicării semnalului de amorsare pe poartă pînă cînd curentul anodic crește la 10% din valoarea sa în starea de conducție directă I_T . Datorită variației reduse în timp a curentului și a tensiunii anodice V_D pe dispozitiv, puterea disipată pe tiristor în decursul timpului t_d este relativ redusă. Timpul de întârziere t_d al unui tiristor are o scădere pronunțată cu creșterea amplitudinii I_{GFM} a impulsului de comandă aplicat pe poartă (figura 2.66) la o durată constantă (t_i) a acestuia. Timpul t_d scade, de regulă, și cu mărirea ratei de creștere a curentului pe poartă (di_{GF}/dt);

• *timpul de creștere* (*rise time*) t_r , definit ca intervalul de timp în care curentul anodic i_T crește de la 10% la 90% din valoarea sa finală I_T . Creșterea abruptă a curentului anodic i_T în timpul fazei t_r este însoțită de variația rapidă a tensiunii V_D pe dispozitiv. Ca urmare, în timpul t_r al procesului tranzitoriu, pe dispozitiv se disipă o putere apreciabilă.

Supraîncălzirea locală a dispozitivului datorită densității mari de putere disipată pe tiristor în cursul fazei t_r poate conduce la distrugerea electrotermică a structurii *pnpn* prin efectul di/dt (vezi § 2.10). Conectarea unei

inductanțe L de valori reduse (de ordinul μH sau zeci de μH) conduce la o întârziere a creșterii curentului i_T (vezi figura 2.65) față de intervalul de timp în care se produce variația puternică a tensiunii anodice V_D . În consecință, puterea disipată pe dispozitiv este diminuată prin defazarea artificială a intervalelor de timp în care au loc scăderea tensiunii V_D , respectiv creșterea curentului i_T . Această soluție, care întârzie de fapt intrarea efectivă în conducție a dispozitivului, are o serie de dezavantaje prezentate în detaliu în §2.9.1.

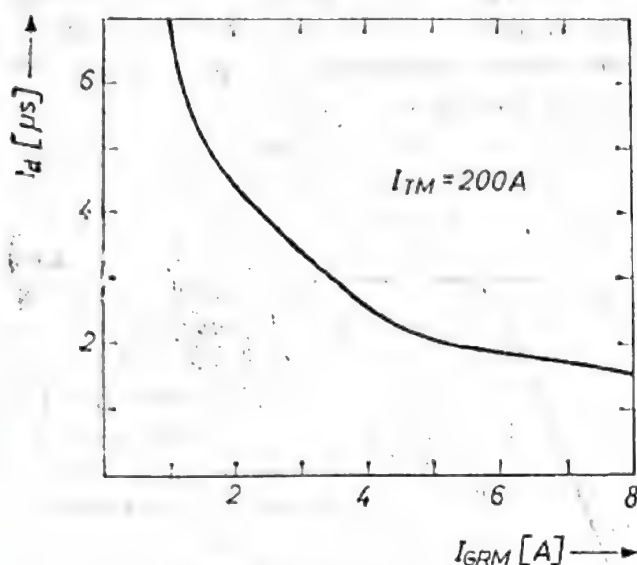


Fig. 2.66. Dependența experimentală tipică a timpului de întârziere la amorsare t_d de amplitudinea semnalului de poartă (I_{GFM}) la comutarea unui tiristor de 2000 V din starea de blocare directă în starea de conducție la un curent $I_T = 200$ A pe o sarcină rezistivă.

• *timpul de răspîndire** (*spreading time*) t_s , care caracterizează durata procesului de creștere a curentului i_T de la 90% la 100% din valoarea sa finală.

Prin convenție, *timpul de amorsare* t_{ai} este format din suma timpilor t_d și t_r .

Componentele t_d , t_r și t_s ale procesului de amorsare sînt specificate în cataloage pentru un curent final I_{TM} egal cu valoarea cu curentul mediu nominal al dispozitivului ($I_{T(AV)}$) și pentru anumite valori ale amplitudinii (I_{GFM}), duratei (t_i) și ratei de creștere (di_{GF}/dt) a curentului de poartă. Se specifică, de asemenea și valoarea tensiunii anodice V_D în starea de blocare, precum și cea a rezistenței de sarcină.

Puterea instantanee $p_{on}(t)$ disipată pe tiristor în cursul procesului tranzitoriu de amorsare (vezi figura 2.65) se exprimă prin produsul dintre valorile corespunzătoare ale curentului $i_T(t)$ și tensiunii $v_D(t)$

$$p_{on} = i_T(t) v_D(t) \quad (2.86)$$

Energia E_{on} , care conduce la încălzirea tiristorului în timpul amorsării, se exprimă prin

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} p_{on} dt \quad (2.87)$$

* Această denumire s-a menținut din perioada cînd se considera că răspîndirea conducției de-a lungul catodului (vezi § 2.10) are loc în principal în cursul timpului t_s . După cum s-a arătat §2.10, extinderea ariei inițiale de conducție în direct are loc în cursul întregii perioade a procesului de amorsare. În consecință, denumirea de *timp de răspîndire* (a conducției), care s-a păstrat în literatură, este lipsită de suportul ei fizic inițial.

și este cu atât mai mare, cu cât durată procesului de amorsare (t_{on}) este mai lungă.

Procesul tranzitoriu de amorsare se încheie la sfârșitul fazei t_r (figura 2.65), când* :

- (a) întreaga suprafață a catodului se află în conducție directă,
- (b) tensiunea pe dispozitiv scade la valoarea V_T ;
- (c) toate joncțiunile dispozitivului sînt polarizate în direct (vezi § 2.7.).

Particularitățile funcționării tiristoarelor la amorsare se pot rezuma astfel :

- a) Parametrii semnalului aplicat pe poartă (în special amplitudinea I_{GFM}) influențează practic numai componenta t_d a timpului de amorsare;
- b) Timpul de creștere t_r este determinat în principal de geometria verticală a dispozitivului (grosimea și doparea cu impurități a bazelor), fiind cvasi-independent de parametrii semnalului de comandă aplicat pe poartă;
- c) Durata timpului t_s (vezi figura 2.65) este condiționată numai de densitatea curentului anodic prin structura $pnpn$ în faza t_r , prin intermediul vitezei de răspîndire a conducției (vezi § 2.10);
- d) În cursul timpului t_d curentul prin structură atinge, de regulă, valoarea curentului de agățare I_L . De la acest nivel al curentului prin tiristor, procesul tranzitoriu de amorsare al dispozitivului este controlat practic exclusiv de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii $pnpn$, fiind cvasi-independent de semnalul de poartă. În consecință, la o valoare dată a amplitudinii semnalului I_{GFM} , utilizată în procesul de amorsare al tiristorului pe o sarcină rezistivă, durata impulsului de poartă trebuie să fie cel puțin egală cu timpul necesar stabilirii prin dispozitiv a curentului I_L . Întreruperea impulsului de comandă pe poartă după ce nivelul curentului anodic depășește valoarea I_L nu împiedică desfășurarea în continuare a procesului tranzitoriu de amorsare;
- e) Micșorarea timpului t_d (vezi figura 2.65) prin mărirea amplitudinii semnalului I_{GFM} aplicat pe poartă implică o inițiere mai rapidă a fazei t_r a procesului tranzitoriu. Datorită localizării conducției curentului anodic în faza t_d pe o arie extrem de redusă a catodului (vezi § 2.8.1. și § 2.10) „grăbirea” începutului componentei t_r favorizează supraîncălzirea locală a tiristoarelor în faza t_r , datorită densităților considerabile de putere disipată. Astfel, „supracomanda” pe poartă, menită să reducă valoarea componentei t_d , provoacă o creștere a densității instantanee a curentului anodic în faza t_r pe o arie inițială în conducție restrînsă, favorizînd distrugerea electrotermică a dispozitivelor prin efectul di/dt (vezi § 2.10);
- f) Un dispozitiv cu o valoare scăzută a parametrului I_{GT} și I_L , deci extrem de sensibil la semnalul de amorsare pe poartă, este inerent sensibil și la semnale parazite interne generate, de exemplu, de efectul dV/dt (vezi § 2.9.).

* Din punct de vedere formal, la sfârșitul fazei t_s se consideră îndeplinită condiția (2.66).

2.12.2. Comportamentul dinamic al tiristoarelor în blocare

Fenomenele principale care însoțesc dinamica procesului tranzitoriu de blocare a unui tiristor pe o sarcină rezistivă prin inversarea bruscă a polarității tensiunii anod-catod sînt următoarele (vezi figura 2.67) [4, 6, 14].

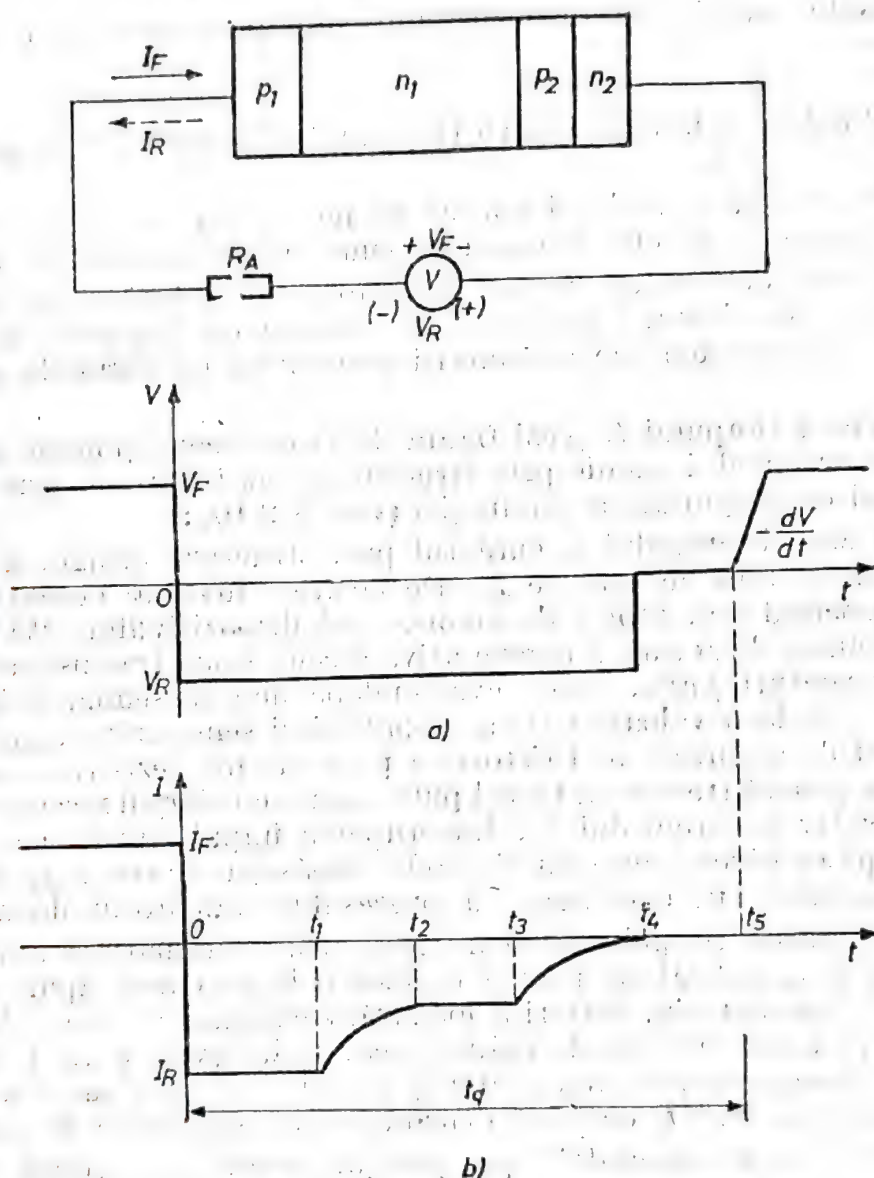


Fig. 2.67. Formele de undă ideale ale tensiunii (a) și ale curentului (b) în cursul procesului tranzitoriu de blocare a unui tiristor pe o sarcină rezistivă prin inversarea bruscă a polarității tensiunii aplicate între anod și catod.

a) În momentul $t = 0$ polaritatea sursei externe de tensiune se modifică abrupt la valoarea $-V_R$. În prima fază a procesului tranzitoriu de blocare (pînă în momentul $t = t_1$), curentul invers prin dispozitiv I_R este limitat la o valoare evasi-constantă ($I_R = -V_R/R_A$) de rezistorul de sarcină R_A . Bazele n_1 și p_2 ale dispozitivului sînt saturate cu purtători minoritari și toate joncțiunile (J_1 , J_2 , J_3) sînt încă polarizate în direct.

b) În momentul $t = t_1$, concentrația de electroni (purători minoritari) în baza p_2 în vecinătatea joncțiunii J_3 devine nulă. În consecință, zona de sarcină spațială a joncțiunii $n_2 - p_2$ începe să se extindă ca urmare a polarizării în invers a acestei joncțiuni. Pe măsura creșterii tensiunii inverse pe joncțiunea J_3 , curentul invers prin tiristor scade, fiind determinat în momentul $t = t_2$ de relația [4]

$$I_R = \frac{V_R - V_{BV(J_3)}}{R_A} \quad (2.88)$$

unde $V_{BV(J_3)}$ este tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_3 , avînd valori tipice între 10 și 25 V (vezi § 2.5). „Revenirea” (blocarea) cu prioritate a joncțiunii J_3 este dictată în principal de timpul de viață scăzut al purătorilor minoritari în baza p_2 , relativ puternic dopată.

c) În momentul $t = t_2$, căderea de tensiune constantă pe joncțiunea J_3 , egală cu tensiunea de avalanșă $V_{BV(J_3)}$, este inseriată cu tensiunea aplicată pe secțiunea $p_2 n_1 p_1$ a dispozitivului. Curentul invers prin dispozitiv este constant, avînd o valoare dată de relația (2.88). În momentul $t = t_3$ concentrația purătorilor minoritari (goluri) în baza n_1 în vecinătatea joncțiunii de anod (J_1) scade la zero. În consecință, zona de sarcină spațială a joncțiunii $p_1 - n_1$ începe să se extindă, această joncțiune polarizîndu-se în invers.

d) În intervalul $t_3 \dots t_4$, dispozitivul se comportă ca un tranzistor pnp cu baza în gol, avînd drept emitor stratul p_2 al tiristorului. Creșterea în timp a tensiunii inverse pe joncțiunea J_1 este însoțită de expansiunea zonei de sarcină spațială, în principal în baza n_1 . Simultan, în zonele neutre ale bazei n_1 are loc recombinarea purătorilor minoritari. Datorită acestor fenomene, curentul invers prin tiristor scade exponențial la zero;

e) În momentul $t = t_4$, procesul tranzitoriu de comutare forțată a tiristorului din starea de conducție în cea de blocare este încheiat: curentul invers prin dispozitiv este practic nul. În bazele dispozitivului, în special în stratul n_1 , există însă o cantitate substanțială de sarcină electrică reziduală, asociată purătorilor minoritari. Dispariția acestei sarcini prin recombinare are loc cu o întârziere, care determină durata intervalului $t_4 - t_5$. Reaplicarea tensiunii de blocare în direct (+ pe anod și - pe catod) înainte de încheierea fazei $t_4 - t_5$ conduce la amorsarea parazită a tiristorului (vezi § 2.11.2): aplicarea tensiunii în direct cu o rată de creștere (dV_D/dt) determină trecerea prin structură a unui curent în direct, care conduce la îndeplinirea condiției (2.85). Acest „vîrf” de curent, care scade exponențial (figura 2.83) poartă denumirea de *curent de revenire în direct* (*forward recovery current*), fiind similar curentului de revenire în invers. Valoarea acestui curent este direct proporțională cu rata de creștere (dV_D/dt) a tensiunii anodice reaplicate.

Fenomenele asociate reamorsării tiristorului prin acțiunea curentului de revenire în direct sînt similare cu cele specifice amorsării dispozitivului datorită curentului de deplasare indus de efectul dV/dt (§ 2.9.1): fluxul incipient de goluri, injectat de joncțiunea J_1 , străbate baza n_1 și ajungînd prin joncțiunea J_2 în baza p_2 , polarizează joncțiunea J_3 suficient de puternic pentru a iniția o injecție substanțială de electroni din stratul n_2 în p_2 . În cazul cînd curentul de revenire, în direct are o valoare suficient de mare, îndeplinirea condiției (2.85) conduce la reamorsarea tiristorului, adică dispozitivul nu reușește să ajungă în starea de blocare în direct.

„Revenirea” totală este obținută numai în cazul când curentul datorat rampei dV_D/dt reaplicate nu reușește să amorseze accidental tiristorul. Din acest motiv, timpul de blocare t_q al unui tiristor (figura 2.67) durează din momentul $t = 0$ pînă în $t = t_5$ (vezi și § 2.11.2).

Ca și curentul de revenire în direct, timpul t_q se mărește odată cu rata de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt) și cu temperatura T_{vj} a structurii *pnpn*. Din punct de vedere practic, timpul de blocare t_q al unui tiristor la $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ este de aproximativ două ori mai lung decît la 25°C , în principal datorită tendinței timpului de viață al purtătorilor minoritari de a crește cu temperatura, precum și contribuției sporite a concentrației intrinseci n_i la cantitatea de purtători din baza n_1 odată cu creșterea temperaturii.

Timpul t_q este de asemenea sensibil la condițiile de circuit în care operează tiristorul. Trebuie remarcat faptul că atunci cînd tiristorul funcționează în calitate de comutator electronic (*on/off*), temperatura structurii pe axele longitudinală și radială nu este uniformă. Astfel, zonele catodului aflate în imediata vecinătate a porții au, de regulă, o temperatură superioară regiunilor de catod, situate mai departe de terminalul de comandă. Ca urmare, în momentul în care dispozitivul se reamorsează parazit prin *efectul dV/dt dinamic* la finele fazei t_q , conducția inițială a curentului anodic prin structură se stabilește extrem de localizat și neuniform, de preferință în zonele cu temperatură locală mai mare. În consecință, o asemenea amorsare prezintă riscul distrugerii dispozitivului prin *efectul i/dt* (vezi § 2.10).

Există două modalități principale de reducere a timpului de blocare t_q (vezi § 2.14): tehnologice și de circuit (externe).

Metodele tehnologice de reducere a timpului t_q se bazează pe faptul că durata acestuia este direct proporțională cu timpul de viață τ_p al purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1 (vezi relația 2.84). Relația dintre t_q și τ_p utilizată în practică este [15]

$$t_q \approx 10 \tau_p \quad (2.89)$$

Metodele principale de micșorare a timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele n_1 și p_2 sînt detaliate în § 2.14.1. Introducerea centrilor de recombinare micșorează atît durata $t_1 - t_4$, cît și în special componenta $t_4 - t_5$ a timpului de blocare t_q (figura 2.67). Diminuarea intervalului $t_4 - t_5$ al timpului t_q poate fi obținută prin aplicarea unui semnal negativ pe poartă (față de catod) la sfîrșitul procesului tranzitoriu din starea *on* în starea *off*. Acest mod de comutare poartă denumirea de *blocare asistată de poartă*. (vezi § 2.14.2.).

Formele de undă din figura 2.67 sînt ideale. În practică, forma reală a curentului în timpul procesului tranzitoriu de comutare din starea *on* în starea *off* este influențată de: (a) rata de creștere (finită) a tensiunii inverse ($-V_R$) aplicate pe dispozitiv în momentul $t = 0$; (b) particularitățile structurii interne a dispozitivului (profilul de impurități), adîncimea joncțiunilor, timpul de viață în baze etc.); (c) caracterul preponderent inductiv al sarcinii efective din circuitul extern.

În figura 2.68 este prezentată forma tipică de variație a curentului invers în timpul procesului tranzitoriu de blocare al unui tiristor pe o sarcină R_A rezistivă reală (avînd inerent o inductanță parazită).

Curentul prin dispozitiv scade de la valoarea I_{TM} la valoarea maximă inversă I_{RM} cu o rată (di/dt) . Timpul în care curentul invers crește de la 0 la valoarea sa negativă maximă (I_{RM}) cu rata (di/dt) poartă denumirea de

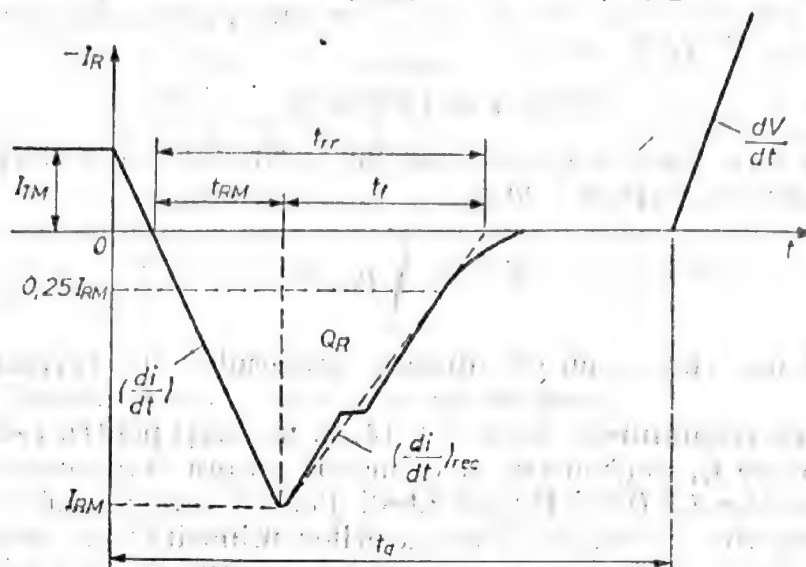


Fig. 2.68. Formele de undă ale curentului în cursul procesului tranzitoriu de blocare a unui tiristor pe o sarcină rezistivă reală prin înversarea tensiunii aplicate între anod și catod. (Pe curba curentului în invers sint indicați parametrii principali ai procesului de „revenire”).

timpul de stocare în volum (volume storage time) t_{RM} și se exprimă prin [19]

$$t_{RM} = \frac{I_{RM}}{(di/dt)} \quad (2.90)$$

După atingerea valorii sale maxime (I_{RM}), curentul invers prin tiristor scade de la zero în timpul de cădere (fall time) t_f , a cărui valoare [4, 19]

$$t_f = \frac{I_{RM}}{(di/dt)_{rec}} \quad (2.91)$$

se determină, potrivit convenției, prin extrapolarea la zero a dreptei care unește I_{RM} cu punctul de coordonată $(0,25 I_{RM})$.

Timpul de revenire în invers (reverse recovery time) t_{rr} , exprimă durata intervalului dintre cele două treceri prin zero ale curentului invers prin dispozitiv. Cu relațiile (2.90) și (2.91), timpul de revenire t_{rr} se exprimă prin [4, 19]

$$t_{rr} = t_{RM} + t_f = I_{RM} \left(\frac{1}{(di/dt)} + \frac{1}{(di/dt)_{rec}} \right) \quad (2.92)$$

fiind direct proporțional cu valoarea maximă a curentului invers (I_{RM}) și invers proporțional cu ratele de variație ale curentului invers (di/dt) și $(di/dt)_{rec}$.

Timpul de revenire t_{rr} este direct proporțional cu sarcina stocată Q_R în bazele n_1 și p_2 ale tiristorului. Sarcina electrică Q_R [15, 16, 17]

$$Q_R = \frac{1}{2} I_{RM} t_{rr} \quad (2.93)$$

este egală cu aria triunghiului avînd drept bază timpul t_{rr} , iar ca înălțime curenul I_{RM} (vezi figura 2.68).

Puterea instantanee disipată pe tiristor în cursul procesului de blocare se exprimă prin produsul dintre valorile corespunzătoare ale curenului $i_R(t)$ și tensiunii $v_R(t)$ inverse

$$p_{off} = i_R(t) v_R(t). \quad (2.94)$$

Energia E_{off} , care conduce la încălzirea tiristorului în timpul procesului de blocare, se exprimă prin

$$E_{off} = \int_0^{t_{rr}} p_{off} dt \quad (2.95)$$

fiind cu atît mai mare, cu cît durată procesului de revenire (t_{rr}) este mai lungă.

Centrii de recombinare (vezi § 2.14.1), utilizați pentru reducerea timpului de blocare t_q , acționează în principal asupra componentei t_f a timpului de revenire t_{rr} (vezi figura 2.68). Pentru caracterizarea eficacității reducerii timpului de viață al purtătorilor minoritari în mărirea vitezei de blocare a tiristoarelor se utilizează parametrul S (*snappiness*) [19]

$$S = \frac{t_f}{t_{RM}}, \quad (2.96)$$

care are valori subunitare. În funcție de valorile parametrului S revenirea (la zero a curenului invers) poate fi:

— *lină* sau *moale* (*soft recovery*), atunci cînd t_f are valori relative (la t_{RM}) mari, adică rata de revenire a curenului invers $(di/dt)_{rec}$ este redusă (vezi § 2.12.8).

— *bruscă* sau *abruptă* (*fast recovery*), atunci cînd t_f are valori relativ reduse, ceea ce implică o rată relativ mare de revenire a curenului invers $(di/dt)_{rec}$.

În vederea obținerii unui timp de blocare t_q mic, timpul de revenire t_{rr} și parametrul S trebuie să aibă valori cît mai reduse.

Tiristoarele cu revenire *bruscă* (*abruptă*) prezintă inconvenientul că favorizează apariția unor supratensiuni în circuitele de forță în care sînt utilizate, datorită valorilor relativ mari ale produsului $L(di/dt)_{rec}$. În consecință, în circuitele de forță cu sarcini inductive sînt de preferat tiristoarele cu revenire *lină*. Dispozitivele cu revenire *lină* (valoare relativ mare a parametrului S) sînt, în ordine: tiristoare normale (fără centri de recombinare, utilizați pentru micșorarea timpului de viață), tiristoare dopate cu platină, aur, cele iradiate cu electroni/neutroni (vezi § 2.14.1).

Ținînd seama de relațiile (2.90)÷(2.93), parametrii principali al procesului tranzitoriu de blocare se corelează cu parametrul S astfel:

$$I_{RM} = \sqrt{\frac{2Q_R(di/dt)}{1+S}}, \quad (2.97)$$

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{rec} = \frac{di/dt}{S}, \quad (2.98)$$

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_R(1+S)}{(di/dt)}}. \quad (2.99)$$

2.13. Limitări în frecvență și putere

La viteze de comutare reduse, tiristorul este, de regulă, mai eficient decât tranzistorul bipolar. În aplicații industriale, caracterizate prin comutarea unor tensiuni și curenți de valori mari, tiristorul este preferat tranzistorului la frecvențe de funcționare de $f = 50 \text{ Hz}$ până la 400 Hz . Utilizarea tiristorului în aplicații de circuit la frecvențe f superioare este limitată de timpii de comutare (t_{et} și t_{q}) ai dispozitivului. Puterea disipată de tiristor în regimul de comutare al curenților și tensiunilor de nivele mari este direct proporțională cu valoarea timpilor de amorsare/blocare și cu frecvența de lucru f .

2.13.1. Limita teoretică a frecvenței de lucru

Limita teoretică a frecvenței maxime de lucru f_m a unui tiristor pe o sarcină rezistivă, dictată aproape exclusiv de timpii de comutare, rezultă din curbele de variație în timp ale curentului anodic și tensiunii pe dispozitiv într-un ciclu de funcționare on/off (vezi figura 2.69).

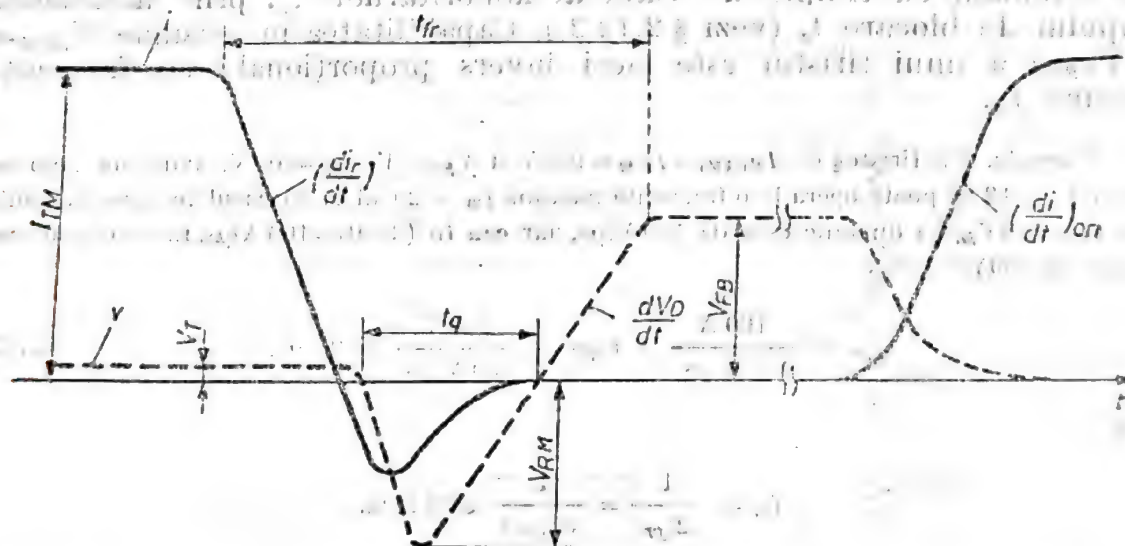


Fig. 2.69. Formele de undă ale curentului anodic și tensiunii anodice în cursul unui ciclu de funcționare al tiristorului în regim de comutare (on/off și off/on).

În cadrul procesului dinamic ilustrat în figura 2.69, tiristorul trece succesiv din starea de conducție (on) în starea de blocare (off) și apoi, din nou, în cea de conducție în direct. Formele de undă ale curenților și tensiunii în cursul procesului tranzitoriu din starea on în starea off, respectiv din off în on, sînt comasate în figura 2.69 pe baza determinărilor din figura 2.65 și figura 2.68. Curentul în starea de conducție directă este I_{TM} , iar valoarea finală a tensiunii de blocare în direct este V_{FB} . Durata proceselor tranzitorii de blocare și respectiv de amorsare este substanțial afectată de rata de variație a curenților prin dispozitiv (figura 2.69) di_R/dt , respectiv di/dt . Pondere principală în cadrul proceselor tranzitorii revine timpului de blocare (comutare din starea on în off), care poartă denumirea

de timpul de revenire în direct (forward recovery time) t_{fr} . Acest timp are trei componente (vezi figura 2.69) [6]:

$$t_{fr} = \frac{I_{TM}}{\frac{di_R}{dt}} + t_q + \frac{V_{BF}}{\frac{dV_D}{dt}} \quad (2.100)$$

Considerînd că, în cursul unui ciclu de funcționare în regim de comutație, timpul de amorsare (t_{on}), durata fazelor în decursul cărora tiristorul se află în stările *on* și *off* însumează un interval de timp, cu o valoare cel mult egală cu t_{fr} , perioada minimă T_m a unui ciclu de comutare este $T_m \approx 2t_{fr}$. În consecință, frecvența maximă de funcționare a tiristorului în regim de comutare se exprimă prin [6]

$$f_m = \frac{1}{2 t_{fr}} \quad (2.101)$$

Se observă că la rate prestabilite de creștere a tensiunii rePLICATE (dV_D/dt) și a scăderii curentului prin tiristor la blocare (di_R/dt), frecvența maximă f_m este: (a) invers proporțională cu tensiunea finală de blocare în direct (V_{BF}) și cu nivelul curentului în conducția directă I_{TM} ; (b) invers proporțională cu timpul de viață al minoritarilor τ_p , prin intermediul timpului de blocare t_q (vezi § 2.12.2.). Capabilitatea în tensiune ($V_{DRM} = V_{RRM}$) a unui tiristor este deci invers proporțională cu frecvența maximă f_m .

Exemplu. Un tiristor cu $I_{T(AV)} = I_{TM} = 100$ A și $V_{FB} = V_{DRM} = 800$ V, avînd un timp de blocare $t = 18$ μ s poate opera la o frecvență maximă $f_m = 20$ kHz, în cazul în care capabilitatea sa în (dV_D/dt) dinamic este de 100 V/ μ s, iar cea în (di/dt) = 100 A/ μ s, întrucît, conform relației (2.100)

$$t_{fr} = \frac{100 \text{ A}}{100 \text{ A}/\mu\text{s}} + 18 \mu\text{s} + \frac{800 \text{ V}}{100 \text{ V}/\mu\text{s}} = 27 \mu\text{s}, \quad (2.102)$$

de ci

$$f_m = \frac{1}{2t_{fr}} = \frac{1}{54(\mu\text{s})} \approx 20 \text{ kHz}.$$

Creșterea în acest caz a frecvenței f_m poate fi obținută prin îmbunătățirea capabilității în dV_D/dt dinamic, respectiv în di/dt și/sau prin micșorarea timpului t_q (vezi §2.14.1).

2.13.2. Limitări în putere în regim staționar. Rezistența termică.

Puterea totală disipată de un tiristor în regim de comutare staționar se exprimă prin:

$$P_a = P_T + (E_{on} + E_{off}) f \quad (2.103)$$

unde $P_T = I_T V_T$ sînt pierderile pe dispozitiv în conducție directă, E_{on} și E_{off} , exprimate matematic de relațiile (2.87), respectiv (2.95), sînt valorile energiilor de comutare asociate tranziției tiristorului din starea *off* în starea *on*, respectiv din *on* în *off*, f este frecvența de comutare.

La frecvențe joase (50...100 Hz), ponderea puterii disipate în conducție (P_T) în valoarea pierderilor totale P_d este dominantă. Odată cu creșterea frecvenței de comutație f , pierderile asociate amorșării și blocării dispozitivului devin preponderente în relația (2.103). În regim de funcționare staționar, puterea totală transferată de la dispozitiv spre capsulă este limitată de rezistența termică joncțiune-capsulă R_{thj-c} a tiristorului, ceea ce se exprimă prin relația:

$$P_d = \frac{\Delta T}{R_{thj-c}} = \frac{T_{vj} - T_c}{R_{thj-c}} \quad (2.104)$$

Pentru valori specificate ale rezistenței termice joncțiune-capsulă R_{thj-c} și temperaturii joncțiunii T_{vj} ecuația (2.104) predictează puterea maximă $P_d = I_{T(AV)} V_T$ pe care o poate disipa un dispozitiv în regim de curent continuu fără a depăși temperatura $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$. În cazul funcționării dispozitivului în comutare într-un regim electrotermic staționar, relațiile (2.103) și (2.104) predictează cu aproximație puterea medie care poate fi disipată fără ca temperatura medie a joncțiunii să depășească 125°C .

De regulă, în timpul funcționării unui tiristor, capsula dispozitivului se încălzește și deci $T_c \neq T_a$ ($T_c > T_a$)*. Din punct de vedere formal, modificarea temperaturii capsulei micșorează diferența de la numărătorul expresiei (2.104), ceea ce are drept consecință, diminuarea puterii maxime

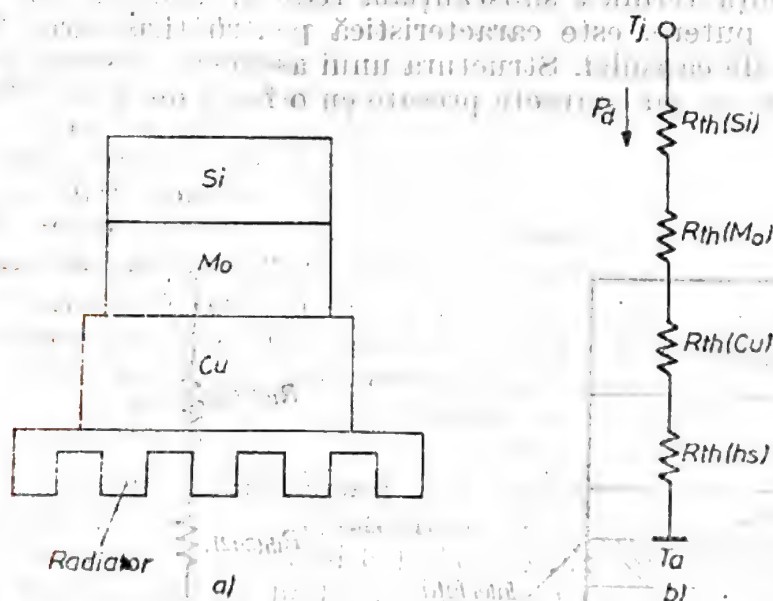


Fig. 2.70. (a) Structura simplificată a unui tiristor plasat pe un radiator și (b) schema sa echivalentă termică de circuit.

care poate fi disipată în regim electrotermic staționar. Pentru a maximiza capacitatea în putere a tiristoarelor, acestea sînt plasate, de regulă, pe un radiator metalic (vezi figura 2.70), care menține temperatura capsulei la o valoare apropiată de cea a mediului ambiant. Evacuarea căldurii produsă în structura de siliciu de puterea disipată P_d se efectuează, în

* Temperatura maxim admisibilă a capsulei este $T_{cmax} = 85^\circ\text{C}$.

acest caz, atât prin conducție, de la siliciu, prin contraelectrodul de molibden și ambaza de cupru (adică părțile constructive ale capsulei) spre radiator, cât și prin convecție, de la radiator spre mediul ambiant (aer sau apă, în cazul răcirii forțate a dispozitivelor). Rezistența termică R_{th} a fiecărui element al ansamblului din figura 2.70 se exprimă prin :

$$R_{th} = \frac{1}{K} \frac{l}{S} \quad (2.105)$$

unde K este conductivitatea termică a materialului implicat (W/Kcm), l și S sînt lungimea (cm), respectiv secțiunea/aria (cm²) materialului. Se observă analogia dintre mărimile care intervin în (2.105) și cele care definesc o rezistență electrică. Utilizînd analogia dintre mărimile electrice și cele termice în conjuncție cu figura 2.70.b (temperatură-potențial, putere disipată-curent, rezistență termică-rezistență electrică), temperatura joncțiunii T_{vj} se exprimă în acest caz prin :

$$T_{vj} = T_a + P_d [R_{th(Si)} + R_{th(Mo)} + R_{th(Cu)} + R_{th(hs)}] \quad (2.106)$$

unde $R_{th(Si)}$, $R_{th(Mo)}$, $R_{th(Cu)}$, $R_{th(hs)}$ sînt rezistențele termice ale plachetei de siliciu, respectiv ale contraelectrodului de molibden, ambazei de cupru și radiatorului (*heatsink*). Pentru ca rezistența termică a radiatorului (fabricat de regulă din aluminiu) să fie de valoare cît mai redusă, aria sa de contact cu mediul ambiant este maximizată.

O rezistență termică substanțială redusă, asociată unei capacități superioare în putere, este caracteristică pentru tiristoarele cu răcire pe ambele părți ale capsulei. Structura unui asemenea dispozitiv (vezi figura 2.71) se realizează cu contacte presate cu o forță de 1500 N/cm². Căldura

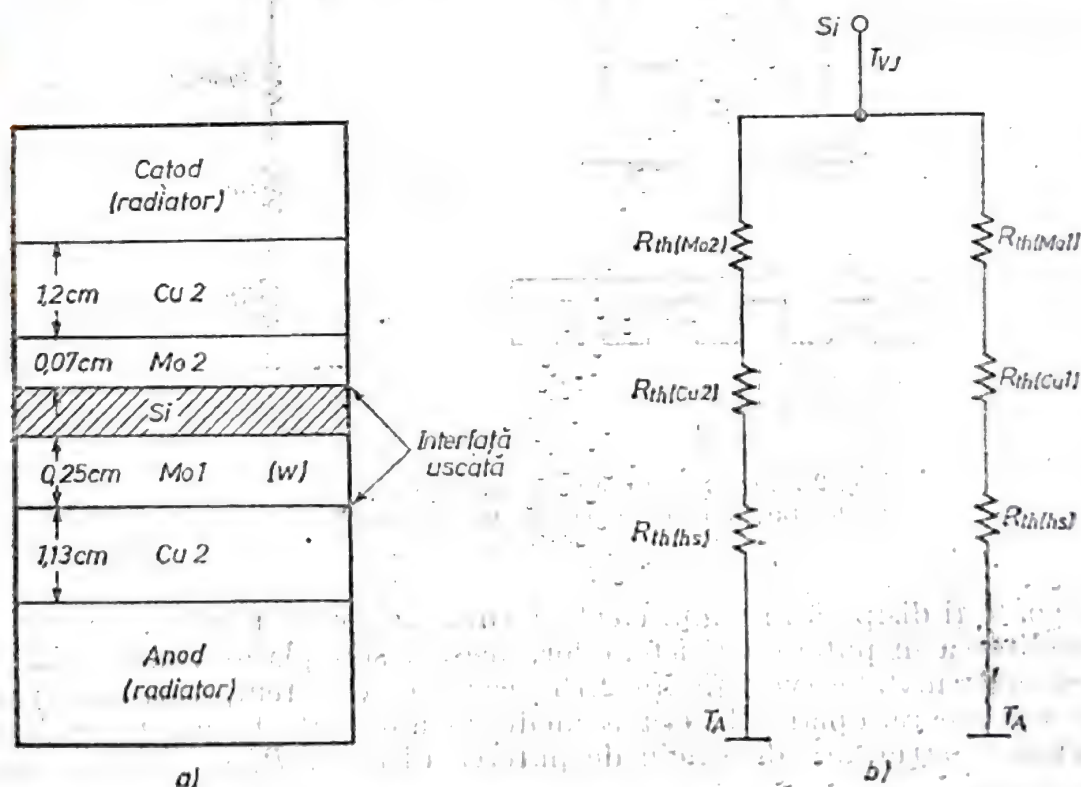


Fig. 2.71. (a) Structura unui tiristor cu contacte presate și răcire pe ambele fețe și (b) schema sa echivalentă termică de circuit.

degajată în placheta de siliciu (Si) în timpul funcționării dispozitivului, este evacuată simultan spre anod și catod. Materialele utilizate (molibdeni, cupru, wolfram) au o bună conductivitate termică.

Tabelul 2.2

Parametrii termici principali ai materialelor utilizate în capsulele dispozitivelor semiconductoare

Material	Coefficient de dilatare termică* ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	Rezistivitate termică* ($^{\circ}\text{C cm}/\text{W}$)	Capacitate termică volumică ($\text{Ws}/^{\circ}\text{C cm}^3$)*
Si	2,6	0,69	1,75
Mo	5,4	0,66	2,75
W	4,5	0,6	2,75
Cu	17,3	0,26	3,37
Ag	19,6	0,24	1,81
Al	23,1	0,43	2,6
Otel moale	15,1	1,65	3,5

Utilizarea molibdenului (Mo) în contact intim cu siliciul (figurile 2.70 și 2.71) se bazează pe faptul că ambele materiale au valori apropiate ale coeficientului de dilatare termică (vezi Tabelul 2.2.). Ca urmare dilatarea/contractia ambelor materiale la o variație ΔT a temperaturii este aproape identică, ceea ce previne deteriorarea mecanică (fisurarea) plăchetei de siliciu în timpul funcționării dispozitivului. Folosirea uneori a wolframului în locul molibdenului este justificată prin faptul că wolframul are un coeficient de dilatare termică și mai apropiat de cel al siliciului.

Schema echivalentă termică de circuit a structurii dispozitivului cu contacte dublu presate (vezi figura 2.71.b) indică două căi de evacuare a căldurii din plăchete de siliciu: grupurile de rezistențe termice R_{th} dinspre siliciu spre anod, respectiv catod, sînt legate în paralel, micșorînd astfel substanțial rezistența termică efectivă siliciu-ambient (T_a).

Schema echivalentă simplificată din figura 2.71.b nu înglobează *interfețele uscate* (dry interfaces), existente între diferitele părți constitutive ale capsulei (între Mo și Cu, Mo și Si). Aceste interfețe uscate, cu valori ale rezistenței termice relativ mari și greu predictibile, constituie bariere în calea de evacuare a căldurii disipate în timpul funcționării tiristorului. Valoarea rezistenței termice a acestor interfețe poate fi micșorată prin mărirea forței de strîngere. Eliminarea totală a interfețelor uscate (de exemplu, prin alierea contraelectrodului de molibden la plăcheta de siliciu) conduce la micșorarea rezistenței termice efective siliciu-ambient și deci, la mărirea capabilității în putere a dispozitivelor.

Din relațiile (2.103) și (2.104) rezultă că, în cazul dispozitivelor de curenți și deci arii mari, rezistența termică siliciu-radiator trebuie inerent micșorată. Valorile tipice ale rezistențelor termice pentru dispozitive de putere de arii mari sînt ilustrate în Tabelul 2.3. Se observă că pînă la diametre nominale de 2 inch ($\approx 50\text{mm}$), rolul dominant în rezistența termică totală îl are rezistența termică $R_{th,j}$, joncțiune (siliciu)-radiator,

Tabelul 2.3

Componentele rezistenței termice joncțiune-ambiant pentru dispozitive semiconductoare de putere cu diferite valori ale diametrului nominal al plăchetei de siliciu.

Rezistența termică R_{th} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	Diametrul nominal (mm)			
	33	50	75	100
siliciu-radiator	0,08	0,04	0,02	0,01
radiator-ambiant	0,025	0,03	0,03	0,025

În timp ce în cazul unor plăchete cu diametre nominale de 50–100 mm (2–4 inch), ponderea rezistenței R_{thj-a} se diminuează, o importanță crescândă căpătând rezistența termică R_{thg-a} radiator-ambiant (aer sau apă).

Parametrii termici din Tabelul 2.2 sînt specificați pentru temperatura de referință de 300 K (27°C). Conductivitatea termică a siliciului scade însă pronunțat odată cu creșterea temperaturii (vezi figura 2.72). Un comportament similar cu temperatura o au și conductivitățile termice ale molibdenului și cuprului. Această proprietate a materialelor implicate reliefează următoarea reacție pozitivă intrinsecă a dispozitivului la excursii mari de temperatură. Cu cît temperatura structurii tiristorului este mai mare, cu atît evacuarea căldurii din dispozitiv se efectuează mai dificil,

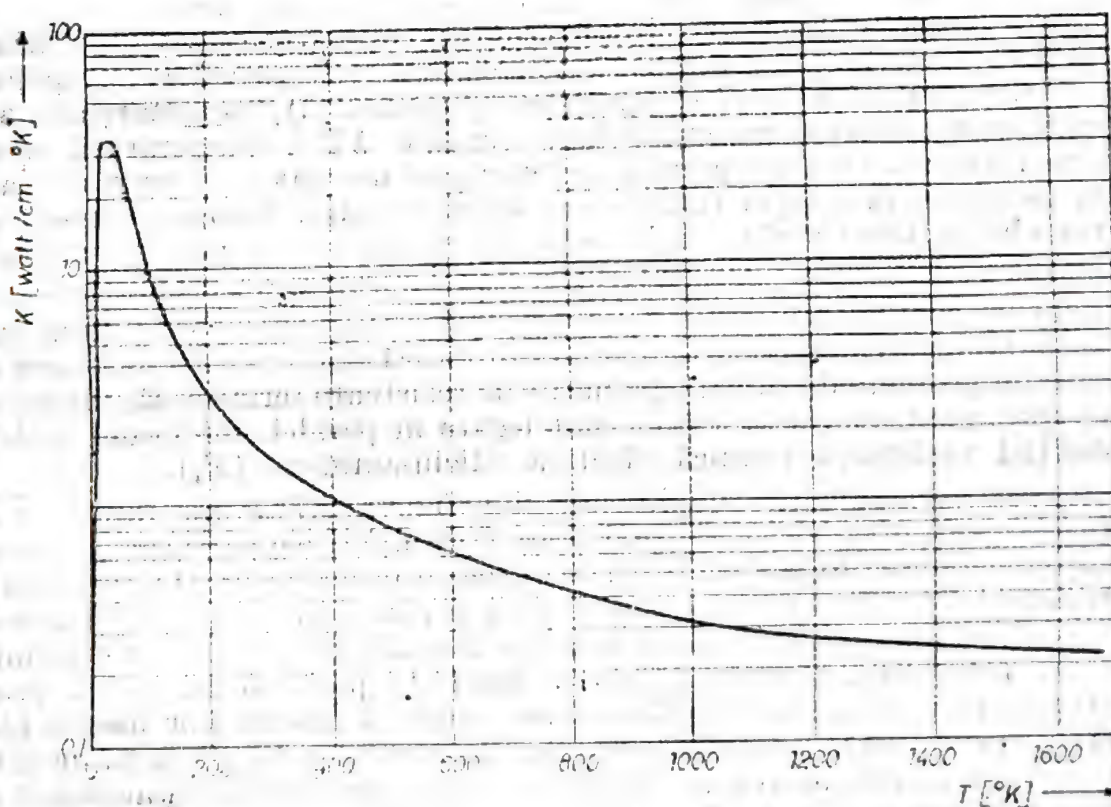


Fig. 2.72. Dependența conductivității termice K a siliciului de temperatură.

ceea ce implică încălzirea dispozitivului, conducând, la rîndu-i, la o evacuare și mai îngreunată a căldurii din plăcheta de siliciu în exterior ș.a.m.d. Această reacție constituie sursa unor limitări suplimentare a puterii pe care o poate disipa un dispozitiv de putere.

2.13.3. Limitări în regimul electrotermic tranzitoriu.

Impedanța termică.

În timpul funcționării dispozitivelor în circuite de curent alternativ, temperatura maximă a joncțiunii (structurii de siliciu) $T_{vj\max}$ depășește frecvent valoarea de 125°C . Un regim tipic de funcționare al tiristorului este ilustrat în figura 2.73. Curentul prin dispozitiv, de formă dreptunghiui-

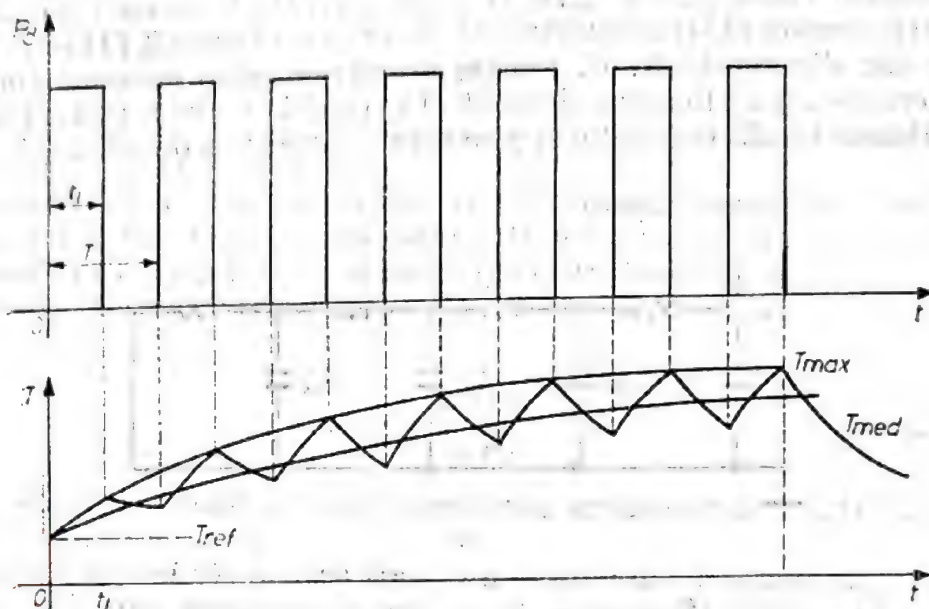


Fig. 2.73. Excursia tipică a temperaturii joncțiunii T_{vj} într-un redresor de putere într-o aplicație uzuală în care curentul maxim în starea de conducție depășește curentul mediu $I_{T(AV)}$ al dispozitivului.

dară și amplitudine superioară valorii medii $I_{T(AV)}$, determină o excursie mare a temperaturii joncțiunii T_{vj} în timpul unui ciclu de funcționare. În perioadele de conducție ale dispozitivului, valorile instantanee ale temperaturii siliciului (T_{vj}) depășesc substanțial valoarea $T_{vj\max} = 125^{\circ}\text{C}$. Răcirea structurii are loc în intervalele de timp când dispozitivul se află în stare de blocare (*off*). În vederea asigurării unui grad înalt de fiabilitate a dispozitivelor: (a) temperatura instantanee a joncțiunii nu trebuie să depășească o valoare critică; (b) temperatura medie a joncțiunii într-un ciclu de funcționare *on/off* (figura 2.73) nu trebuie să depășească valoarea $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$.

Ecuția (2.102) poate fi utilizată riguros doar în regim de conducție staționar. În regim de comutație staționar, mărimile P_d și T_{vj} sînt valori medii pe un ciclu *on/off* de funcționare. În consecință, ecuația (2.103) poate prezice doar creșterea medie a temperaturii T_{vj} (față de T_s) pentru o valoare a puterii disipate P_d , mediată pe un ciclu de funcționare *on/off*. Pe de altă parte, utilizarea valorii maxime instantanee a puterii disipate pe dispozitiv în relația (2.103) supraestimează valoarea instantanee maximă a temperaturii joncțiunii. Cauza acestor discrepante constă, în principal, în capacitatea termică C_{th} a siliciului, definită prin [4]

$$C_{th} = C_p V [\text{J}/^{\circ}\text{C}], \quad (2.107)$$

unde C este căldura specifică a materialului ($\text{Ws/g}^\circ\text{C}$), ρ densitatea (g/cm^3), iar V volumul (cm^3). Mărimea [4]

$$C_{th} = C\rho[\text{J/}^\circ\text{C cm}^3], \quad (2.108)$$

poartă denumirea de *capacitate termică de volum (volumică)*, valorile ei pentru materialele de interes fiind specificate în Tabelul 2.2.

Capacitatea termică C_{th} constituie împreună cu rezistența termică R_{th} , impedanța termică Z_{th} a fiecărui element constitutiv al structurii dispozitivului (vezi figura 2.70 și figura 2.71). Schema echivalentă în parametrii termici ai structurii unui tiristor (vezi figura 2.74) este formată în acest caz din rețele R , C , fiecare asemenea grup corespunzând impedanței termice Z_{th} al fiecărui element al capsulei (siliciu, molibden, cupru etc.). Căldura totală degajată în joncțiune (structura de siliciu) în timpul

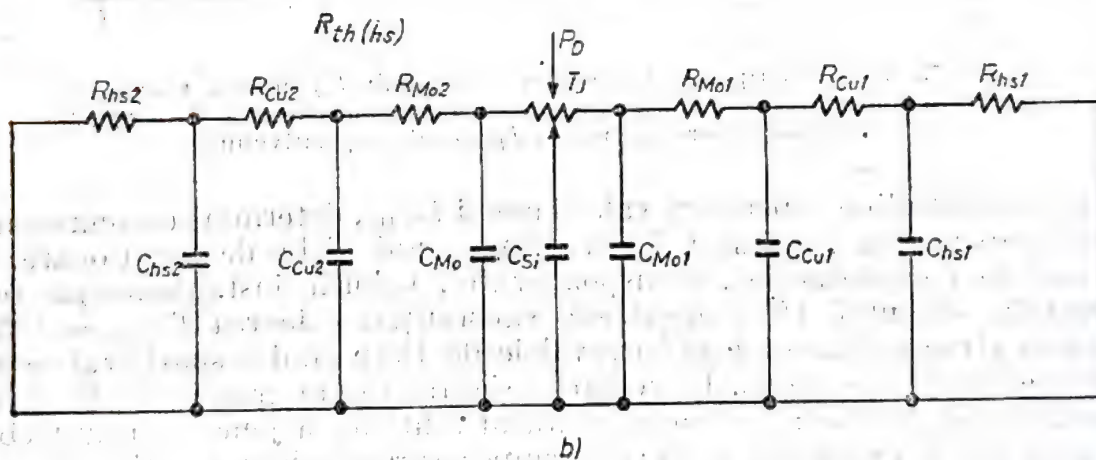
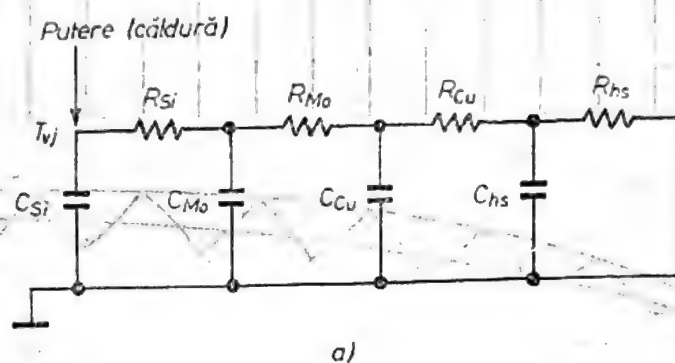


Fig. 2.74. Schema echivalentă termică pentru regimul electrotermic tranzitoriu al structurilor din figura 2.70.a și figura 2.71.a.

funcționării dispozitivului este modelată în această rețea termică echivalentă de puterea disipată P_a (figura 2.74). În acest model se neglijează pierderile rezistive ($\sim I^2R$) determinate de trecerea curentului anodic prin părțile metalice ale capsulei (molibden, cupru etc.).

Răspunsul termic al rețelelor din figura 2.74 la un salt — treaptă de putere este identic cu răspunsul unei rețele electrice similare la un impuls de curent cu amplitudinea I . În figura 2.75 este ilustrat răspunsul termic la un salt-treaptă de putere P_a al unei impedanțe termice $Z_{th}(R_{th}, C_{th})$, corespunzând unui singur element al capsulei dispozitivului (în cazul de față, siliciul). Creșterea temperaturii T_{vj} a structurii semiconductoare

pe durata aplicării saltului de putere P_d se efectuează după o lege exponențială, caracteristică procesului de încărcare al unui condensator. Valoarea instantanee a temperaturii în orice moment de timp $\Delta T(t)$ se exprimă prin [4]

$$\Delta T(t) = \Delta T(1 - e^{-t/\tau_{th}}) = (T_F - T_{ref})(1 - e^{-t/\tau_{th}}), \quad (2.109)$$

unde T_F este valoarea finală a temperaturii structurii la sfârșitul saltului de putere P_d , T_{ref} este temperatura inițială, de referință, a structurii în momentul aplicării impulsului de putere P_d , iar [4]

$$\tau_{th} = R_{th}C_{th} \quad (2.110)$$

este constanta de timp termică, determinată de produsul mărimilor exprimate de relațiile (2.105) și (2.107).

Se observă că existența capacității termice C_{th} întârzie creșterea de temperatură $\Delta T(t)$ la aplicarea unui salt de putere. Timpul de încălzire menționat este dictat de constanta de timp termică τ_{th} .

Impedanța termică tranzitorie Z_{th} în cazul discutat se exprimă prin [4]

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{\Delta P_d} \quad (2.111)$$

unde $\Delta T(t)$ este răspunsul termic tranzitoriu, exprimat de relația (2.109), la saltul de putere ΔP_d .

Se remarcă faptul că, pentru timpi t mai mici decât constanta de timp termică τ_{th} , valoarea impedanței termice Z_{th} este mult inferioară valorii rezistenței termice corespunzătoare R_{th} . Consecința directă a acestei constatări o constituie faptul că o valoare relativ mare a capacității termice C_{th} are un rol important în prevenirea creșterii rapide a temperaturii în structura dispozitivului.

La încheierea saltului-treaptă de putere P_d (vezi figura 2.75), temperatura $\Delta T(t)$ scade după legea [4]

$$\Delta T(t) = T_F e^{-t/\tau_{th}}. \quad (2.112)$$

Exemplu. O plachetă de siliciu cu grosimea $l = 400 \mu\text{m}$ și diametrul $\Phi = 30 \text{ mm}$, are o arie $S = \pi\Phi^2/4 = 7 \text{ cm}^2$ și un volum $V = Sl = 0,28 \text{ cm}^3$. Cu datele de material din Tabelul 2.2, rezistența termică R_{th} și capacitatea termică C_{th} a plachetei au, conform relațiilor (2.105), respectiv (2.108), valorile:

$$R_{th} = 0,69 \frac{400 \times 10^{-4}}{7} = 0,004 \text{ } ^\circ\text{C/W},$$

$$C_{th} = 1,75 \times 0,28 = 0,49 \text{ J/}^\circ\text{C}.$$

Constanta de timp termică are, conform relației (2.110), valoarea

$$\tau_{th} = 0,004 \times 0,49 = 0,00196 \text{ s} = 1,96 \text{ ms}.$$

Răspunsul termic tranzitoriu al plachetei de siliciu este deci, de ordinul milisecundelor.

Constanta de timp termică a celorlalte componente ale capsulei (molibden, cupru etc.) este considerabil mai mare decât cea a siliciului, în principal datorită grosimii l (volumului V) mai mare al materialelor implicate (vezi figura 2.71).

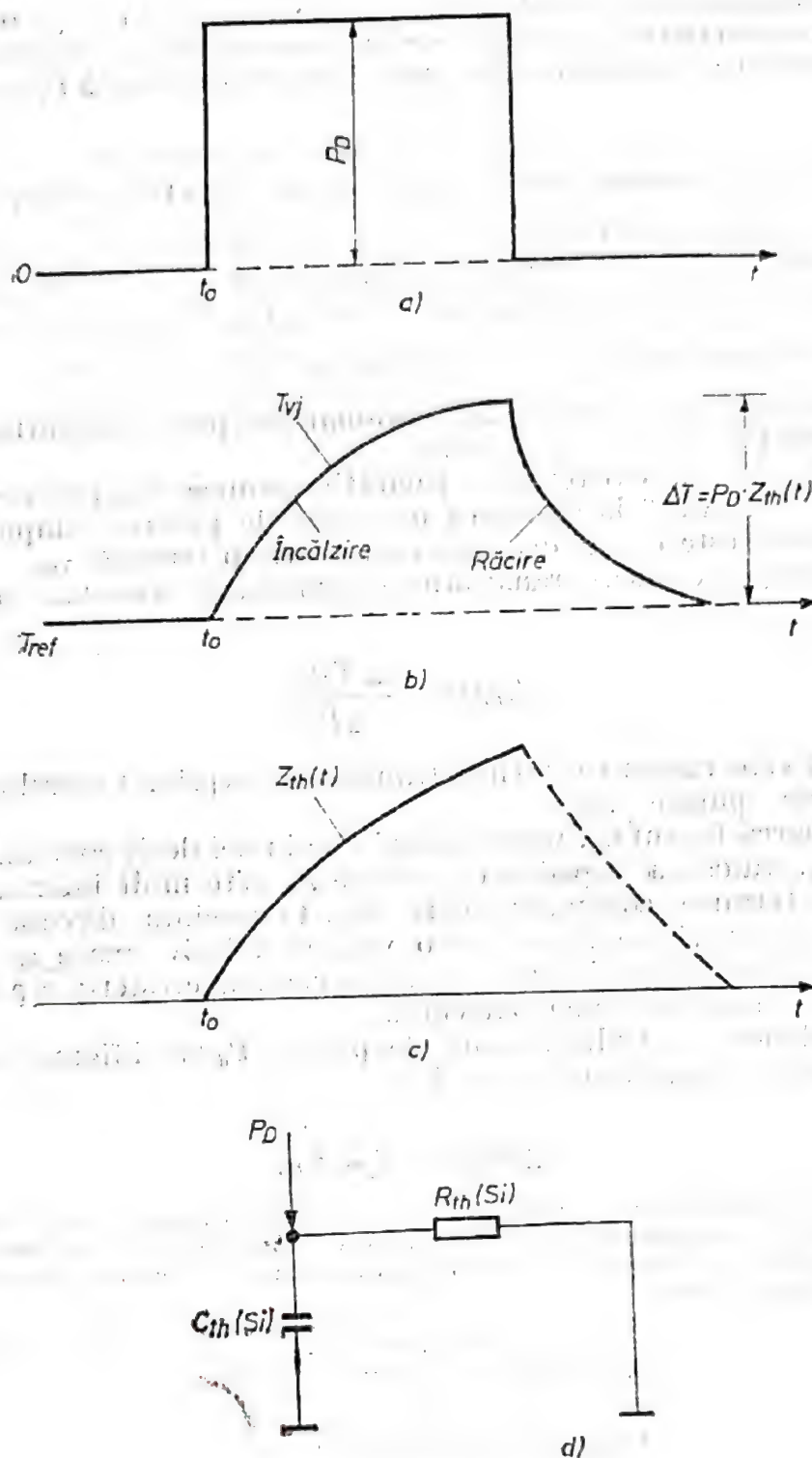


Fig. 2.75. Variația de timp a temperaturii $T(b)$ și a impedanței termice $Z_{th}(c)$ la un salt-treaptă de putere $P_D(a)$ pe un singur element constitutiv al structurii capsulei unui redresor de putere (de exemplu, siliciul).

Răspunsul termic al unui singur element al capsulei, definit prin relațiile (2.109)÷(2.112), poate fi extins la întregul circuit termic echivalent al unui dispozitiv de putere (figurile 2.70 și 2.71), format dintr-o rețea interconectată de rezistențe și capacități termice individuale. Crește-

rea de temperatură ΔT a joncțiunii într-un dispozitiv încapsulat la un salt-treaptă de putere ΔP_a are forma din figura 2.75.a. Fiecare moment de pe curba $T(t)$ este corelat cu saltul de putere ΔP_a prin intermediul impedanței termice tranzitorii, definită de relația (2.111).

Impedanța termică tranzitorie $Z_{th}(t)$ a unui tiristor de putere tipic este prezentată în figura 2.76. Dispozitivul este montat pe un radiator infinit, ceea ce implică menținerea capsulei la o temperatură T_c constantă,

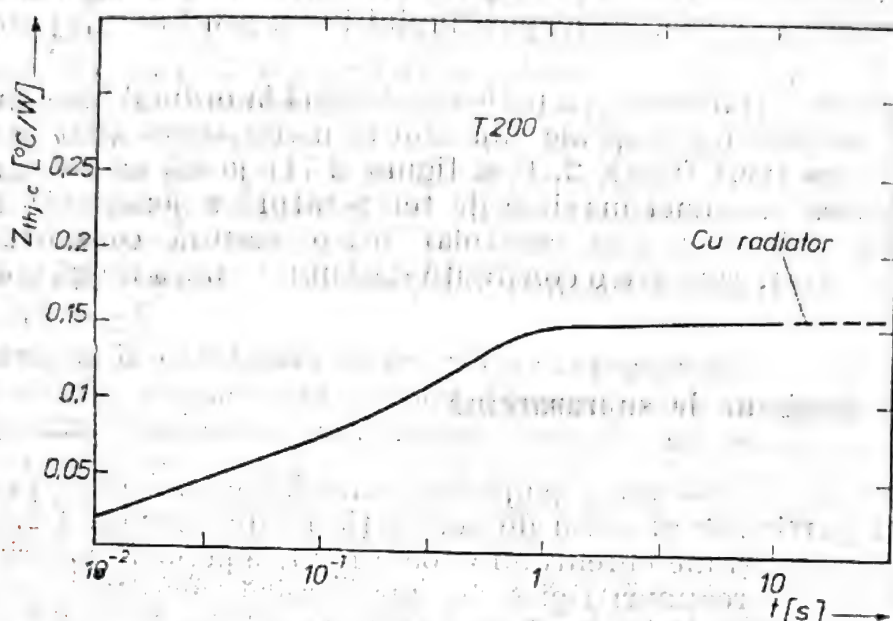


Fig. 2.76. Impedanța termică tranzitorie $Z_{th}(t)$ a unui tiristor tipic de putere.

și egală cu temperatura ambiantă T_a . Datorită gabaritului mare al unui asemenea radiator constanta sa de timp termică $\tau_{th(s)}$ este considerabil superioară celorlalte constante termice, dăminind caracteristica $Z_{th}(t)$ la intervale de timp lungi. Pentru perioade de timp suficient de lungi (de ordinul zecilor de secunde), impedanța termică tranzitorie $Z_{th}(t)$ se apropie de valoarea sa staționară, identică egală cu rezistența termică joncțiune-capsulă R_{thj-c} . Pentru intervale de timp scurte (de ordinul milisecundelor sau chiar mai mici), cind puterea disipată P_a provoacă difuzia căldurii degajate, în principal, doar în placheta de siliciu impedanța $Z_{th}(t)$ este proporțională cu \sqrt{t} . [4] Utilizarea dispozitivului fără radiator reduce atât valoarea rezistenței termice a ansamblului, cît și timpul necesar pentru ca $Z_{th}(t)$ să atingă valoarea sa staționară (deci inerția termică); capacitatea în putere este însă, în acest caz, afectată, deoarece temperatura capsulei T_c nu mai este menținută la cea a mediului ambiant T_a ($T_c > T_a$, vezi § 2.13.2.).

Datele privind impedanța termică tranzitorie (vezi figura 2.76) $Z_{th}(t)$, derivate pe baza comportamentului termic la un salt-treaptă de putere, pot fi utilizate în determinarea răspunsului electrotermic al dispozitivelor la o mare varietate de forme ale impulsurilor de curent, singulare sau repetitive. Componentele impedanței termice Z_{th} (rezistența R_{th} și capacitatea C_{th} termice) sînt de importanță majoră în înțelegerea funcționării și utilizării corecte a dispozitivelor de putere într-o multitudine de circuite de forță, în care sînt supuse la diferite regimuri de lucru.

Din cele prezentate rezultă că:

a) Rezistența termică R_{th} este valoarea maximă a impedanței termice Z_{th} . În regim termic staționar Z_{th} tinde la valoarea R_{th} ;

b) În regim electrotermic tranzitoriu cu durate inferioare constantei de timp termice τ_{th} , impedanța termică Z_{th} este întotdeauna mai mică decât rezistența termică R_{th} , datorită prezenței capacității termice C_{th} ;

c) Valoarea redusă a impedanței termice Z_{th} pentru timpi până la ordinul milisecundelor (vezi figura 2.76) are meritul de a îngreuna creșterea temperaturii în structura dispozitivului la un nivel dat de putere disipată P_d ;

d) În procese tranzitorii cu perioada de până la ordinul milisecundelor, constantele termice de timp ale siliciului și materialului aflat în contact intim cu acesta (vezi figura 2.70 și figura 2.71) joacă un rol important în determinarea excursiei maxime de temperatură a joncțiunii. Regimul electrotermic staționar este controlat într-o măsură considerabilă de radiatorul utilizat, care are o constantă de timp termică lungă (de ordinul minutelor).

2.13.4. Regimul de suprasarcină

Regimul de suprasarcină (suprasolicitare în putere) al dispozitivelor este un caz particular al stării de conducție în direct (vezi § 2.7) caracterizat prin densități ale curentului anodic mult superioare valorii uzuale de 100 A/cm^2 . În regimuri tipice de suprasarcină, densitatea curentului prin dispozitiv are valori între $500 \dots 1000 \text{ A/cm}^2$, iar în unele cazuri de cîteva kA/cm^2 . Creșterea căderii de tensiune pe dispozitiv, asociată densității mari a curentului de suprasarcină, conduce la disipări substanțiale de putere care induc o creștere considerabilă a temperaturii instantanee a plachetei de siliciu. Depășirea în regimul de suprasarcină a unei temperaturi maxim-admisibile critice conduce la distrugerea electrotermică a dispozitivelor.

Potrivit duratei lor, regimurile de suprasarcină se pot împărți în [16, 18, 23, 24].

- *suprasarcini de durate reduse*, care se manifestă într-un interval de timp mult mai mic decât constanta de timp termică a plachetei de siliciu (milisecunde). Durata practică a acestor suprasarcini este de ordinul μs sau zeci de μs . Natura lor este, de regulă, accidentală, iar durata de manifestare se limitează la cîteva cicluri de funcționare. În cazul unor asemenea suprasarcini de durată redusă, valoarea scăzută a impedanței termice tranzitorii Z_{th} prezentată în aceste cazuri de dispozitiv (vezi figura 2.76) este suficientă pentru a acomoda puterea disipată.

- *suprasarcini cu durate avînd ordinul de mărime al constantei de timp termice a plachetei de siliciu* (ms), tipice pentru funcționarea dispozitivelor la frecvența rețelei ($T = 20 \text{ ms}$) sau multiplul acesteia. Regimul de suprasarcină corespunde în acest caz unui mod concret de lucru al dispozitivului în calitate de comutator *on/off* (de exemplu în modulatori): în cursul unui ciclu de funcționare, tiristorul se află alternativ în starea de conducție directă și în cea de blocare inversă. Astfel, la frecvența rețelei ($f = 50 \text{ Hz}$), tiristorul de regulă, conduce curent pe o durată de $\approx 10 \text{ ms}$, aflîndu-se în starea de blocare inversă în cealaltă jumătate a

ciclului. Starea de conducție în regim de suprasarcină este caracterizată prin supunerea dispozitivului la pulsuri dreptunghiulare sau sinusoidale de curent cu o amplitudine căreia îi corespunde o densitate de curent cu mult superioară valorii de 100 A/cm^2 .

În cazul general de funcționare a tiristoarelor în acest regim de lucru, factorul de umplere FF (*fill-factor* sau *duty cycle*) al impulsurilor de curent diferă de 50%. Regimul electrotermic al tiristorului în acest mod de lucru, inclusiv temperatura instantanee maximă a joncțiunii $T_{vj\text{max}}$, deci fiabilitatea dispozitivului, sint determinate atât de amplitudinea impulsurilor de suprasarcină, cât și de factorul de umplere. Este evident că, la o amplitudine constantă a curentului de suprasarcină, un factor de umplere mai redus — la o durată constantă a ciclului de funcționare — înseamnă un timp de conducție (*on*) mai scurt și un timp de repaus (*off*) mai lung. În consecință, scăderea factorului de umplere al impulsurilor de suprasarcină implică, în condițiile menționate, un timp de răcire mai lung al plăchetei de siliciu, adică o temperatură mai scăzută a joncțiunii T_{vj} în decursul stării *off*.

Ca urmare, în cazul unor impulsuri de suprasarcină cu factor de umplere mai scăzut, temperatura medie a siliciului, cât și a întregii structuri a dispozitivului este relativ mai redusă. Trebuie însă remarcate faptul că diminuarea considerabilă a factorului de umplere a impulsurilor de curent la frecvența $f = 50 \dots 400 \text{ Hz}$ transformă regimul de lucru în cel de suprasarcină de durată scurtă.

Depășirea în regim de suprasarcină a nivelului maxim de putere, specificat de fabricant, conduce la distrugerea dispozitivelor. Fenomenul de distrugere electrotermică al tiristoarelor în regim de suprasarcină este în principal următorul. La aplicarea impulsului semi-sinusoidal de curent cu amplitudinea I_m și durată de 10 ms, puterea disipată P_d conduce la creșterea treptată a temperaturii joncțiunii T_{vj} (vezi figura 2.73 și figura 2.77). La temperaturi T_{vj} de peste 125°C distribuția de purtători de sarcină pe suprafața plăchetei de siliciu a dispozitivului în conducție directă devine neuniformă. Ca urmare, acele puncte de pe suprafața siliciului care au un exces relativ de purtători de sarcină își micșorează rezistivitatea în raport cu zonele adiacente. În consecință, o cantitate crescândă a curentului total de suprasarcină este ulterior deviată în zonele de conducție preferențială, care au o rezistivitate relativ scăzută. Creșterea implicită a densității curentului în aceste zone conduce la: (a) micșorarea în continuare a rezistivității zonelor implicate; (b) la creșterea locală a temperaturii, peste valoarea mediea temperaturii plăchetei de siliciu. La temperaturi ale plăchetei de peste 200°C , fenomenele descrise sint cuplate într-o reacție pozitivă: localizarea conducției (*filamentarea* curentului) în câteva zone de pe plăcheta de siliciu conduce la creșterea simultană a densității curentului j și a temperaturii locale T , precum și la scăderea rezistivității zonale, ceea ce la rîndu-i antrenează creșterea în continuare a densității j și a temperaturii T , ș.a.m.d. Creșterea în avalanșă a densității curentului și temperaturii locale a cîtorva zone de pe plăcheta de siliciu conduce în final la distrugerea electrotermică a dispozitivului. Defectarea dispozitivului are loc fie prin atingerea — în procesul de avalanșă descris — a temperaturii eutectice a sili-

ciului și metalului în contact cu acesta (de exemplu, 577°C pentru Al—Si), fie prin topirea siliciului într-unul sau mai multe puncte pe direcția longitudinală a conducerii filamentare, atunci cînd metalul în contact cu siliciul are o temperatură eutectică ridicată (temperatura de topire a siliciului este 1412°C) [23] [24].

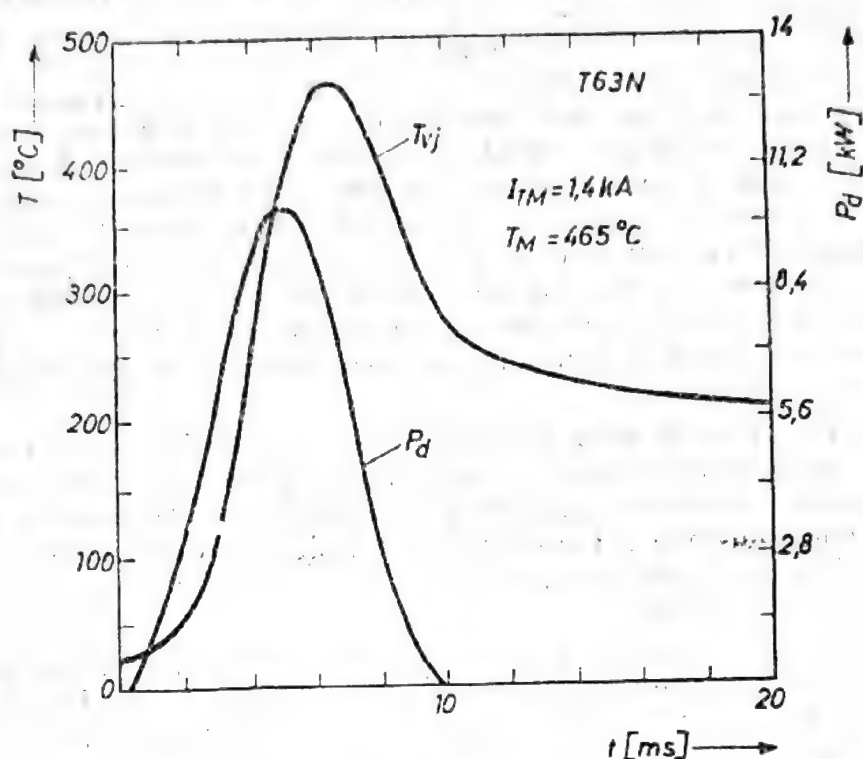


Fig. 2.77. Variația în timp a puterii disipate P_d și temperaturii instantanee a joncțiunii T_{vj} într-un tiristor cu $I_{T(AV)} = 63\text{ A}$ și aria utilă a catodului $S_k = 0,5\text{ cm}^2$, supus unei suprasarcini singulare de curent de formă sinusoidală cu amplitudinea $I_m = I_{TSM} = 1400\text{ A}$ și durata de 10 ms. Temperatura maximă a joncțiunii (siliciului) T_{vj} în dispozitivul distrus la densitatea maximă de curent $j = 2800\text{ A/cm}^2$ este $T_j = 465^{\circ}\text{C}$. Dispozitivul distrugîndu-se în timpul testării, temperatura joncțiunii calculată pentru a doua jumătate a ciclului, este prezentată doar pentru ilustrare.

Fenomenologia distrugerii tiristoarelor este aproape identică în orice regim de suprasarcină, indiferent de durata acesteia. Trebuie însă remarcat faptul că la durate relativ lungi ale suprasarcinii (vezi figura 2.77) se produce fenomenul de difuzie a căldurii degajate în siliciu în zonele metalice adiacente, în timp ce în regimuri de suprasarcină de durată scurtă (de ordinul μs sau zeci de μs), fenomenele de difuzie termică au loc în principal în placheta de siliciu, proprietățile termice ale materialelor adiacente avînd un rol neglijabil. Cu alte cuvinte, în regimuri scurte de suprasarcină, temperatura interfeței siliciului cu metalul în contact cu acesta rămîne evasiconstantă și egală cu temperatura de referință T'_{ref} , corespunzătoare momentului de aplicare a suprasarcinii.

În concluzie, temperatura maximă a plachetei de siliciu ($T'_{vj\text{ max}}$) în regim de suprasarcină, deci fiabilitatea electrotermică a dispozitivelor, depinde de :

- a) parametrii semnalului de suprasarcină (formă, durată, amplitudine, factor de umplere);
- b) valoarea impedanței termice $Z_{th\ j-c}$;
- c) valoarea temperaturii maxime $T_{vj\ max}$ stabilită la sfârșitul ciclului de funcționare precedent.

Operarea frecventă a redresoarelor de putere în regim de suprasarcină conduce la fenomenul denumit *oboseală termică* (vezi §4.5). Tensiunile mecanice induse de excursiile mari și frecvente ale temperaturii structurii de siliciu conduc la scăderea fiabilității dispozitivelor și la ieșirea lor prematură din funcționare.

Capabilitatea în suprasarcină a redresoarelor de putere (diode și tiristoare) este definită de următorii parametri:

- a) Curentul de suprasarcină I_{TSM} , definit prin amplitudinea maximă a unui impuls semisinusoidal de curent cu durata de 10 ms care poate parcurge dispozitivul fără a-l deteriora ireversibil;
- b) Integrala de curent I^2t , care este corelată cu valoarea parametrului I_{TSM} , fiind utilizată pentru alegerea siguranței de protecție a dispozitivului la suprasarcină;
- c) Curentul de suprasarcină $I_{T(OF)M}$, care reprezintă amplitudinea impulsurilor semisinusoidale de frecvență $f = 50$ Hz ce pot trece prin dispozitiv pentru o anumită durată de timp (specificată) fără a-i afecta performanțele;
- d) Curentul repetitiv maxim în stare de conducție (I_{TRM}), care reprezintă valoarea de vârf instantanee a unui curent periodic ce poate parcurge dispozitivul fără a depăși valoarea curentului eficace maxim-admisibil.

2.13.5. Regimuri recurente și nerecurente. Sumar pentru utilizator.

Din cele prezentate în § 2.13.1 — § 2.13.4 rezultă următoarele principii de ghidare pentru utilizator.

Un redresor funcționează într-un regim de lucru recurent atunci când temperatura instantanee a joncțiunii nu depășește valoarea maxim admisibilă $T_{vj\ max}$, specificată în foaia de catalog (de regulă, 125°C). Într-un regim nerecurent, temperatura maximă a joncțiunii, specificată pentru modul de lucru recurent, poate fi depășită pentru un interval de timp scurt (de exemplu, în regim de suprasarcină). Capabilitatea instantanee în supracurent permite coordonarea funcționării redresoarelor de putere cu dispozitive de protecție aferente (de exemplu, siguranțe fuzibile). Regimul nerecurent de funcționare este stabilit prin valoarea curentului de suprasarcină (I_{TSM}) și produsul dintre pătratul curentului și timp (I^2t). *Aceste specificații de catalog constituie date-limită care trebuie utilizate doar pentru a acomoda condiții de circuit neuzuale într-o aplicație dată, cum ar fi de exemplu supracurenți accidentali.* Altfel spus, datele privind regimul nerecurent se referă la condiții de sarcină care au șanse să survină doar de un număr limitat de ori * în cursul duratei de viață a echipamentului care utilizează redresoarele în cauză.

Datele privind regimul nerecurent se referă la situații care nu se repetă pînă cînd temperatura joncțiunii T_{vj} nu revine la (sau sub) valoarea sa

* JEDEC (Joint Electron Device Engineering Council — Semiconductor Standards Organization) definește acest număr ca fiind cel puțin egal cu 100.

maximă specificată. Trebuie subliniat faptul că durata intervalului între două suprasarcini (accidentale) nu modifică condițiile restrictive impuse de datele pentru regimul nerecurrent. Astfel de exemplu, un tiristor poate fi supus accidental unei suprasarcini o dată pe zi; cu toate acestea, este foarte probabil ca dispozitivul să se defecteze după un număr de ≈ 100 suprasarcini identice, aplicate succesiv la intervale de o zi.

Regimul recurent este caracterizat prin *curentul mediu* $I_{T(AV)}$ și *curentul eficace* I_{RMS} [16].

Curentul $I_{T(AV)}$ este definit în principal de rezistența termică R_{th} a dispozitivului și pierderile (puterea disipată) în starea de conducție. Curbele de interes pentru utilizator prezintă puterea medie disipată în starea *on* în funcție de curentul mediu $I_{T(AV)}$ pentru diferite unghiuri de conducție θ (vezi figura 2.78) până la frecvențe de 400 Hz. Aceste curbe sînt bazate pe formele curentului rezultat dintr-o undă semi-sinusoidală atunci cînd amorsarea tiristorului pe o sarcină rezistivă se efectuează cu o întârziere ($180^\circ - \theta$). Valoarea maximă a pierderilor se obține în curent continuu

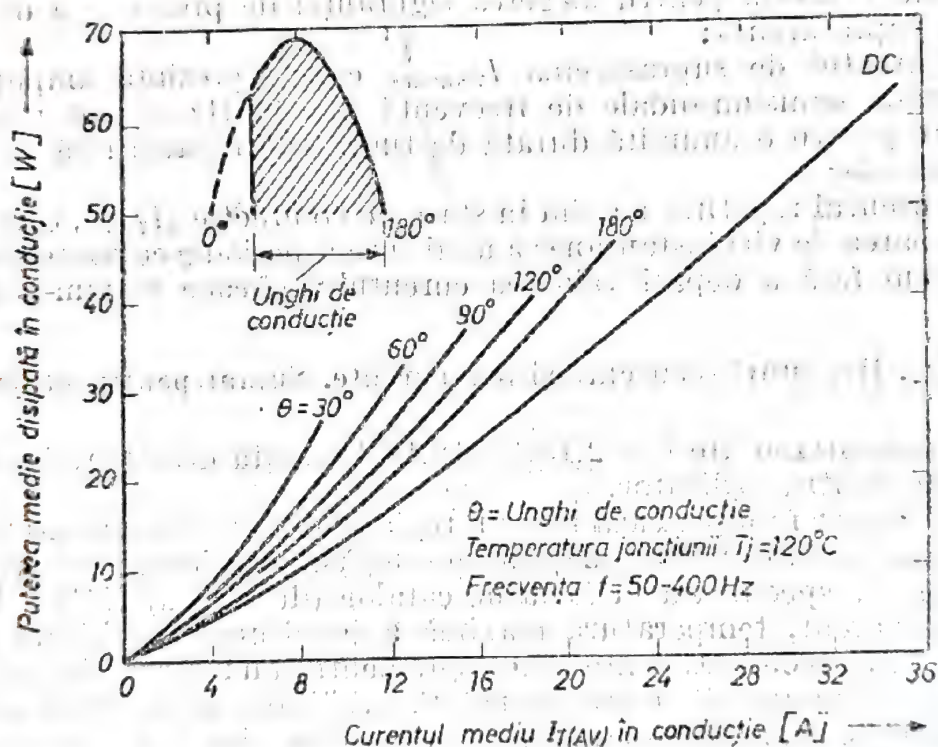


Fig. 2.78. Pierderile medii de putere în starea de conducție în funcție de curentul mediu $I_{T(AV)}$ al unui tiristor tipic pentru diferite unghiuri de conducție.

(DC). Curbe similare celor din figura 2.78 sînt furnizate și pentru impulsuri rectangulare de curent.

Curentul mediu $I_{T(AV)}$ se definește în funcție de temperatura capsulei T_c și unghiul de conducție θ al tiristorului (vezi figura 2.79).

Punctele de funcționare pe aceste curbe se aleg astfel încît temperatura joncțiunii în condițiile de lucru date să nu depășească valoarea sa maxim-admisibilă (de regulă, 125°C). Panta curbelor din figura 2.79 este dependentă, în principal, de produsul ($R_{th j-c} P_d$).

Curbele din figura 2.78 și figura 2.79 înglobează, de regulă, pierderile de comutație pînă la 400 Hz, precum și cele legate de blocarea în invers. Cînd disipările legate de comanda pe poartă devin importante, limitările corespunzătoare sînt specificate în foaia de catalog.

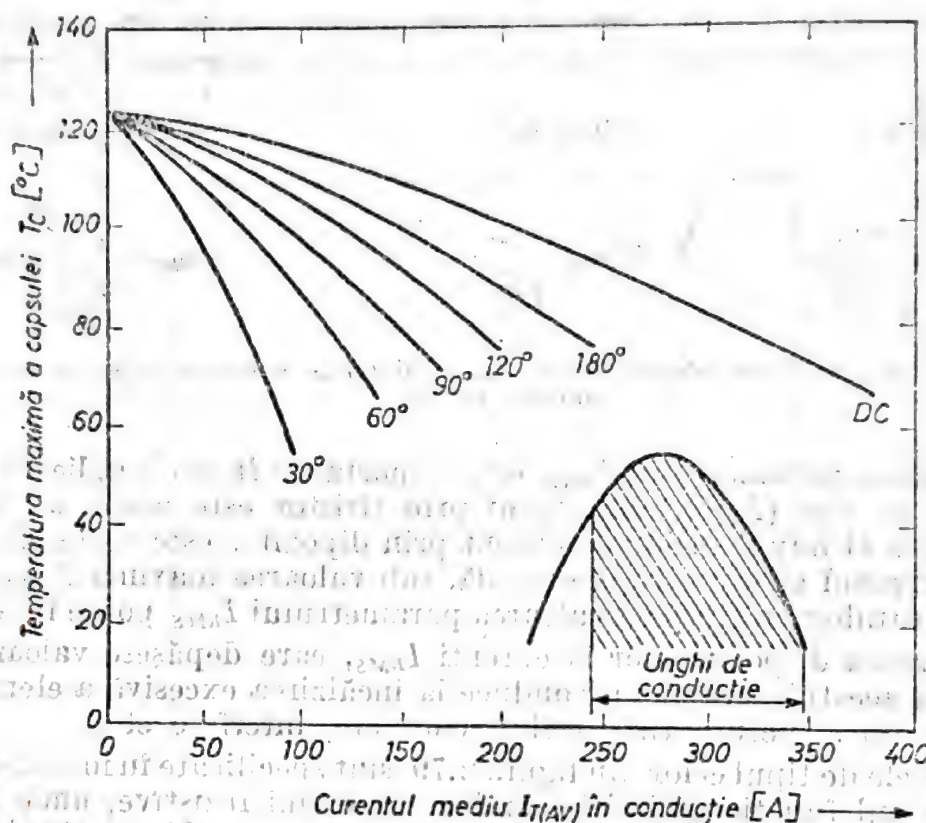


Fig. 2.79. Curbe tipice pentru un tiristor definind curentul mediu $I_{T(AV)}$ în funcție de temperatura capsulei T_c la diferite unghiuri de conducție θ .

Exemplu : Dacă tiristorul, ale cărui curbe caracteristice sînt cele din figura 2.79, este amorsat imediat ce tensiunea sa anodică devine pozitivă, dispozitivul va conduce un unghi de 180° . Dacă temperatura capsulei este menținută la cel mult 80°C dispozitivul este capabil de a suporta un curent mediu $I_{T(AV)} = 235\text{ A}$. Dacă unghiul de amorsare este întîrziat cu 120° (față de momentul în care tensiunea anodică devine pozitivă), tiristorul va conduce doar 60° ale jumătății unui ciclu de funcționare. În condițiile unui unghi de conducție de 60° , valoarea maximă a curentului mediu $I_{T(AV)}$ la $T_c = 80^\circ\text{C}$ este de 115 A , adică substanțial inferioară celei în cazul unghiului de conducție de 180° .

Punctele terminale din figura 2.79 au un numitor comun : valoarea identică a curentului eficace I_{RMS} . Corelația dintre valorile de vîrf I_m , cele medii ($I_{T(AV)}$) și eficace (I_{RMS}) ale curenților de diferite forme este ilustrată în figura 2.80.

Important pentru curbele din figura 2.79 este raportul $I_{RMS}/I_{T(AV)}$, denumit *factor de formă* (*form factor*). Pentru o formă de undă semisinusoidală acest raport este de 1,57.

Exemplu : Valoarea maximă a curentului $I_{T(AV)}$, identică egală cu I_{RMS} în regim continuu (DC), este de $\approx 370\text{ A}$ (figura 2.79). Pentru un semnal semi-sinusoidal și un unghi de conducție $\theta = 180^\circ$, valoarea medie a curentului va fi : $\frac{370\text{ A}}{1,57} = 235\text{ A}$. Pentru un unghi de conducție $\theta = 120^\circ$, raportul $I_{RMS}/I_{T(AV)}$ este de 1,879. În consecință, curentul mediu este $\frac{370\text{ A}}{1,879} = 197\text{ A}$.

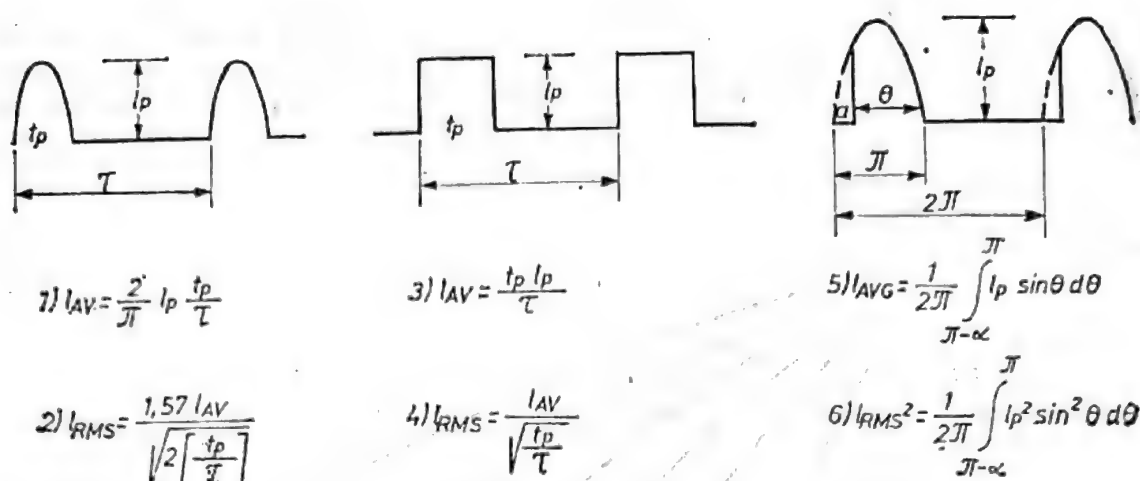


Fig. 2.80. Corelația dintre valorile de vîrf I_m , medii $I_{T(AV)}$ și eficace I_{RMS} ale curenților de diferite forme.

Valoarea parametrului I_{RMS} este importantă în acele aplicații în care valoarea de vîrf (I_m) a curențului prin tiristor este mare, iar factorul de umplere al impulsurilor de curent prin dispozitiv este redus. În aceste cazuri curențul mediu este, de regulă, sub valoarea maximă $I_{T(AV)}$ specificată în catalog, în timp ce valoarea parametrului I_{RMS} poate fi depășită.

Operarea dispozitivelor la curenți I_{RMS} , care depășesc valoarea specificată a acestui parametru conduce la încălzirea excesivă a elementelor rezistive din structura tiristorului (contacte, interfețe etc.).

Curbele de tipul celor din figura 2.79 sînt specificate în foile de catalog pentru cazul funcționării tiristoarelor pe sarcini rezistive, unde factorul de formă (raportul $I_{RMS}/I_{T(AV)}$) este maxim. Caracterul inductiv al sarcinii pe care operează dispozitivul micșorează acest raport. În consecință, curbele din figura 2.79 sînt acoperitoare pentru sarcini inductive.

2.13.6. Relația dintre capacitatea în putere și timpul de blocare t_q

Proiectarea tiristoarelor implică un compromis între capacitatea în putere a dispozitivelor și viteza lor de comutare. Într-un dispozitiv optimizat, ambele obiective pot fi atinse simultan doar prin mărirea ariei plachetei de siliciu. Utilizarea unor plachete de siliciu cu diametre din cele mai mari (50 mm pînă la 100 mm) a permis realizarea unor tiristoare cu o capacitate crescîndă în curent. Mărirea capacității de blocare în tensiune (V_{DRM} , V_{RRM}) implică însă folosirea unor plachete mai groase și de rezistivitate mai mare (vezi §2.5 și §2.6), ceea ce are drept consecințe creșterea atît a căderii de tensiune în direct V_T , deci a puterii disipate în conducție cît și mărirea cantității de sarcină electrică stocate în baza groasă n în starea *on*, ceea ce conduce la mărirea inerentă a timpului de blocare t_q . Frecvența maximă de lucru a tiristoarelor (vezi §2.13.1) este astfel determinată de interacțiunea complexă a multor factori tehnologici, cum ar fi grosimea bazei n , aria și calitatea plachetei de siliciu, rezistența și impedanța termică a dispozitivelor, etc.

Dependența timpului de blocare t_q al tiristoarelor de capacitatea lor în putere este trasată în figura 2.81. Comportamentul statistic al majori-

tății dispozitivelor este aproximată de următoarea dependență empirică [18] :

$$V_{RM} I_{T(AV)} (kVA) = 130 \sqrt{t_q (\mu s)}. \quad (2.113)$$

Îmbunătățirea pe cale tehnologică a corelației dintre capacitatea de control a puterii comutate și viteza de lucru a tiristoarelor implică mărirea pantei drepte din relația 2.113.

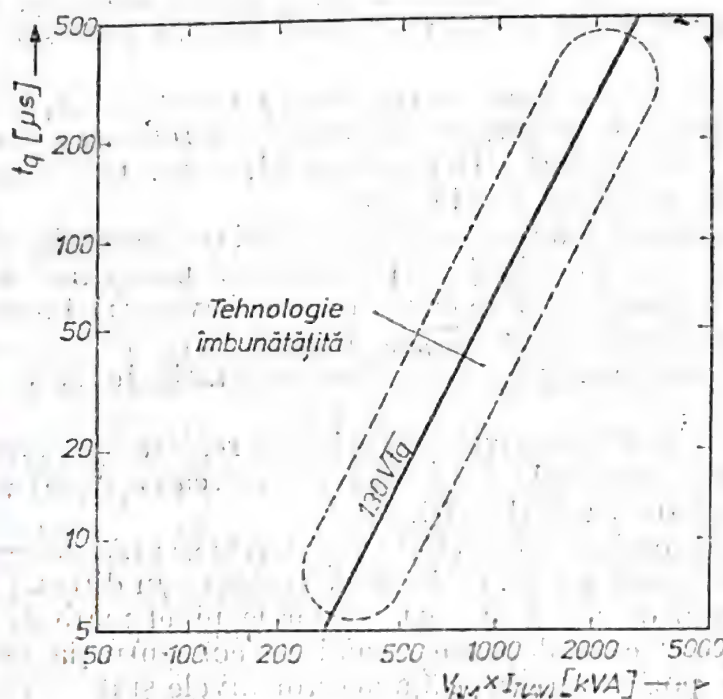


Fig. 2.81. Corelația empirică dintre capacitatea în putere și timpul de blocare t_q al tiristoarelor de tensiuni/curent mari.

Exemplu. Pentru un tiristor cu $t_q = 25 \mu s$, conform relație 2.112 se obține

$$V_{RM} I_{T(AV)} = 650 \text{ kVA}$$

Pentru un curent mediu $I_{T(AV)} = 200 \text{ A}$, valoarea maximă a tensiunii de blocare V_{RM} este de $\approx 3250 \text{ V}$. La o valoare impusă a parametrului t_q , obținerea unui tiristor cu o valoare mai mare a curentului $I_{T(AV)}$ implică micșorarea tensiunii maxime de blocare V_{RM} .

2.14. Modalități de micșorare a timpilor de revenire/blocare

Viteza de tranziție a redresoarelor de putere din starea *on* în starea *off* este condiționată de timpul de viață al purtătorilor minoritari din bazele dispozitivelor (vezi § 2.12), care determină durata timpului de revenire t_{rr} (vezi figura 2.68) iar în cazul tiristoarelor și a timpului de blocare t_q . Micșorarea timpului de viață se efectuează prin introducerea intenționată, pe cale tehnologică sau prin tehnici nucleare, a centrilor de recombinare (vezi § 2.14.1). În cazul tiristoarelor scăderea timpului t_q se poate obține, în mod suplimentar prin mijloace externe, de circuit (vezi § 2.14.2).

2.14.1. Modalități tehnologice

Reducerea timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele redresoarelor de putere poate fi obținută prin :

a) introducerea de impurități de recombinare în placheta semiconductoră ;

b) tehnici nucleare (radiații de energii mari).

O serie de impurități (de exemplu Au, Pt) introduse în siliciu au nivele energetice situate în apropierea mijlocului benzii interzise. Aceste nivele funcționează ca trape, fiind centri eficienți pentru procesele de recombinare.

Iradieră cu particule de energie înaltă (electroni, neutroni, protoni etc.) are drept rezultat deplasarea atomilor din rețeaua cristalină a semiconductorului, introducând astfel defecte ale căror nivele energetice sînt situate în banda interzisă a siliciului.

Micșorarea timpilor de revenire/blocare și redresoarelor de putere prin controlarea timpului de viață al purtătorilor minoritari afectează însă negativ o serie de parametri de bază ai dispozitivelor : căderea de tensiune în direct, tensiunile de blocare (V_{DRM} , V_{RRM} și V_{FBO} în cazul tiristoarelor), sensibilitatea la amorsare pe poartă și capacitățile în dV/dt și di/dt (pentru tiristoare).

Caracteristicile dispozitivelor în cele trei regimuri de lucru principale, conducție directă, procesul de tranziție din starea *on* în *off* și blocare, sînt dictate de timpi de viață diferiți.

În starea de conducție directă dispozitivele se află, de regulă, în regim de injecție înaltă (vezi § 2.7). Căderea de tensiune în direct V_T este determinată de timpul de viață al purtătorilor la nivel mare de injecție τ_{HL} (*high-level lifetime*) care depinde numai de concentrația de trape, fiind independent de poziția energetică a acestor nivele și de dopajul structurii dispozitivului.

În cursul procesului tranzitoriu de blocare dispozitivele se află în regim de injecție redusă. Timpul de viață al purtătorilor minoritari τ_{LL} (*low-level lifetime*), care determină durata diferitelor faze ale procesului de blocare (t_{rr} , t_q), depinde de concentrația de trape N_t , de nivelul energetic E_t al centrilor de recombinare și de poziția relativă a acestuia față de nivelul Fermi (adică de dopajul cu impurități al stratului semiconductor) și față de mijlocul benzii interzise ($E_t = E_G/2$).

Curentul de generare al joncțiunii care blochează tensiunea aplicată depinde de timpul de viață τ_{sc} din zona de sarcină spațială. Timpul de viață τ_{sc} depinde doar de concentrația de trape N_t și de poziția acestora față de mijlocul benzii interzise ($E_t = E_G/2$), fiind independent de dopajul cu impurități al stratului semiconductor considerat.

Timpii de viață τ_{LL} și τ_{sc} au valori cu atât mai reduse, cu cît centrii de recombinare de concentrație N_t sînt situați mai aproape de mijlocul benzii interzise a siliciului.

Din cele prezentate rezultă că :

a) În vederea micșorării timpului de revenire/blocare (t_{rr} , t_q) timpul de viață τ_{LL} trebuie să aibă valori reduse ;

b) În scopul obținerii unei capacități în blocare cît mai mari, deci a minimizării curentului rezidual de generare în zona de sarcină spațială a joncțiunii care „susține” tensiunea aplicată ($J_{gen} \sim n_i/2\tau_{sc}$), timpul de viață τ_{sc} trebuie să aibă valori cît mai mari ;

c) Minimizarea căderii de tensiune în conducție directă impune maximizarea timpului de viață τ_{HL} .

Astfel, într-un redresor de putere, utilizând una dintre metodele tehnologice de mărire a vitezei de comutare din starea *on* în starea *off*, obiectivul micșorării parametrilor t_{rr} , t_q , simultan cu optimizarea performanțelor electrice globale ale dispozitivului, impune maximizarea raportului timpilor de viață (τ_{HL}/τ_{LL}) și a timpului τ_{HL} . Modalitățile tehnologice curente de micșorare a timpilor t_{rr} , t_q corespund în măsuri diferite cerințelor enunțate în continuare, sînt prezentate trăsăturile distinctive ale diferitelor proceduri de mărire a vitezei de comutație a redresoarelor de putere.

Doparea cu aur constituie cea mai utilizată metodă de control a timpului de viață în redresoare de putere. În practică, introducerea aurului în structura dispozitivului se realizează prin evaporarea unei pelicule subțiri (100...500 Å) de aur pe suprafața dispozitivului, operație urmată de un proces de difuzie la temperaturi înalte (800°...1000°C). Aurul este un difuzant rapid, iar procesul său de difuzie afectează toate regiunile dispozitivului. Doparea cu aur nu este uniformă în structura dispozitivului: concentrația de aur este întotdeauna mai mare în regiunile semiconductorului cu o cantitate mai mare de defecte, deci în zonele puternic dopate ale dispozitivului. Astfel, de exemplu, în cazul tiristorului, unde depunerea și difuzia de aur se efectuează dinspre partea de anod a dispozitivului, la sfîrșitul procesului de introducere a acestor impurități, o concentrație mai mare de aur se găsește în zona catodului, puternic dopată cu fosfor. Ca urmare, toți parametrii dispozitivului sînt afectați. Trebuie remarcat faptul că difuzia de aur este un proces tehnologic dificil de controlat într-o manieră reproductibilă.

Aurul constituie un mijloc eficient de reducere a valorii timpului de viață a purtătorilor datorită faptului că el introduce doi centri adinci de recombinare în banda interzisă a siliciului (figura 2.82): un nivel accep-

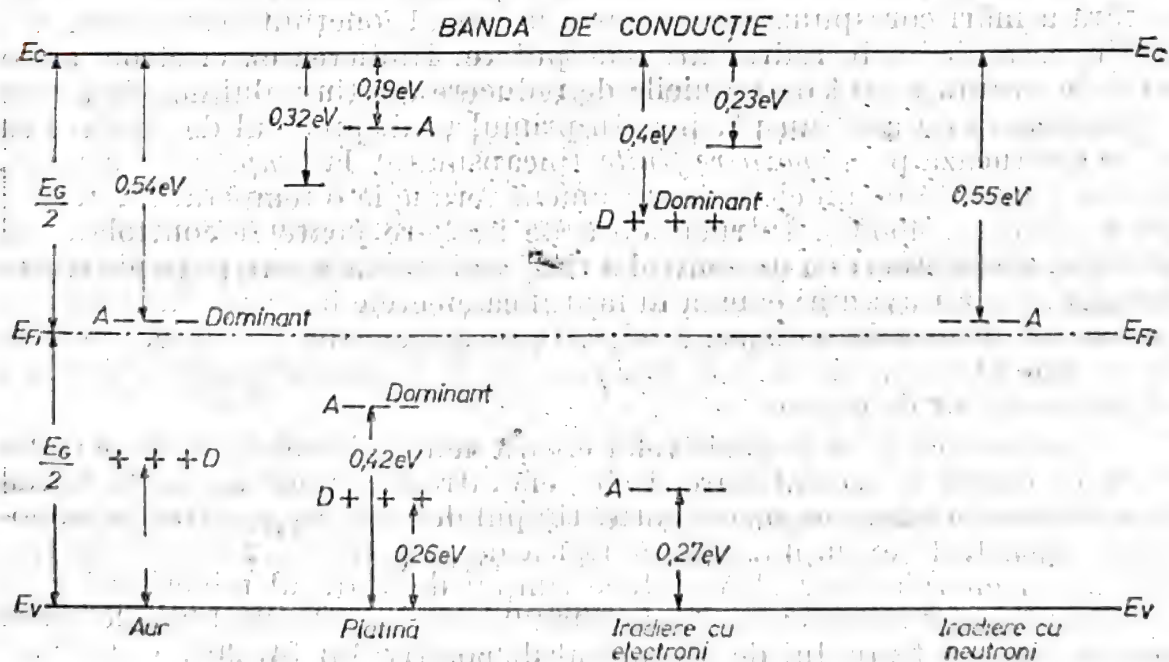


Fig. 2.82. Nivelele energetice introduse în banda interzisă a siliciului de aur, platină, iradierea cu electroni și bombardamentul cu neutroni.

tor (A), situat la o distanță de 0,54 eV de marginea inferioară a benzii de conducție (E_c) și un nivel donor (D), situat la o distanță de 0,35 eV de marginea superioară a benzii de valență (E_v). Micșorarea timpului τ_{HL} are drept consecință creșterea căderii de tensiune pe dispozitiv în starea de conducție directă la nivel mare de injecție (vezi § 2.7). Reducerea timpului τ_{LL} micșorează substanțial timpul de blocare t_q (vezi §2.12). Micșorarea timpului τ_{sc} conduce la creșterea ratei U_{sc} a recombinărilor în zona de sarcină spațială ($U_{sc} \sim n_i/2\tau_{sc}$) a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată (vezi §2.5 și §2.6). Ca urmare, doparea cu aur micșorează substanțial tensiunile V_{DRM} , V_{FBO} și V_{RRM} ale tiristoarelor.

Utilizarea platinei [6, 19] pentru controlul timpului de viață este de dată relativ recentă (≈ 1970). În comparație cu aurul, platina introduce nivele energetice ale centrilor de recombinare mai depărtate față de mijlocul benzii interzise (vezi figura 2.82). Ca urmare, platina este un element care poate fi utilizat pentru controlul timpului de viață τ_{LL} al redresoarelor de putere fără a reduce simțitor timpul de viață τ_{sc} în zona de sarcină spațială a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată. Astfel, platina poate reduce substanțial timpul de blocare t_q (în general, timpul de blocare al unui redresor de putere) fără a atrage o creștere corespunzătoare a curentului rezidual de generare în zona de sarcină spațială a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată. În consecință, doparea cu platină afectează într-o măsură mai redusă decât aurul parametrii V_{DRM} , V_{RRM} și V_{FBO} ai tiristoarelor. Utilizarea platinei pentru controlul timpului de viață în redresoare de putere este însă substanțial mai costisitoare decât cea a aurului. Un alt dezavantaj al platinii îl constituie dependența puternică a timpului de viață τ_{sc} , τ_{LL} , τ_{HL} de temperatură.

Iradieră (bombardamentul) dispozitivelor cu electroni avînd energii de 1...2 MeV constituie o tehnică recentă utilizată pentru controlul timpului de viață [19, 20]. Această metodă permite reducerea timpilor t_{rr} , t_q fără a mări corespunzător curentul invers al joncțiunii care blochează tensiunea aplicată în redresoarele de putere. Iradierea cu electroni are o serie de avantaje față de tehnicile de reducere ale timpului de viață prin impurificarea cu aur sau platină. În primul rînd, procesul de iradiere cu e^- se efectuează pe dispozitive finite (încapsulate), la temperatura camerei, secvență urmată de un ciclu de tratament termic la o temperatură relativ joasă (225°C...400°C). Întrucît doza de iradiere poate fi controlată cu precizie, acest procedeu de control a timpului de viață este puternic reproductibil. Un alt avantaj constă în faptul că efectele iradierii sînt uniforme pe axa longitudinală a dispozitivelor. Datorită acestor avantaje, iradierea cu e^- este utilizată din ce în ce mai frecvent în controlul timpului de viață al redresoarelor de putere.

Iradieră cu e^- a dispozitivelor crează defecte în siliciu, care se manifestă ca centri de recombinare. Defectele introduc centri adînci în banda interzisă a siliciului, micșorînd astfel timpul de viață al purtătorilor minoritari. Astfel, de exemplu, o doză tipică de $7 \times 10^3 \dots 2 \times 10^{14}$ electroni/cm² cu energia de 2 MeV reduce timpul de viață al minoritarilor în baza n a unui tiristor cu un factor de 20, conducînd astfel la micșorarea substanțială a timpului de blocare al dispozitivului [4, 20].

Bombardamentul cu e^- introduce, de regulă, trei nivele energetice în banda interzisă a siliciului (vezi figura 2.82). După un tratament termic

la 370°C, restructurarea defectelor conduce la stabilirea unui nivel energetic de recombinare dominant în siliciul n , situat la 0,36 eV sub marginea benzii de conducție (E_c). Datorită acestei locații a nivelului energetic al trapezilor, reducerea simțitoare a timpului de blocare al redresoarelor de putere nu este însoțită de o creștere corespunzătoare a curentului de generare al joncțiunii care blochează tensiunea aplicată [4, 20].

Rezultate similare se obțin prin bombardamentul dispozitivelor cu neutroni sau prin expunerea la raze γ . Astfel, prin iradierea cu neutroni sînt induși patru centri de recombinare. După tratamentul termic, restructurarea defectelor induse de radiații crează un centru acceptor dominant în siliciul n , situat chiar la mijlocul benzii interzise (vezi figura 2.82). Datorită acestei particularități, curentul de generare în zona de sarcină spațială a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată este mai mare decît în cazul bombardamentului cu e^- . Rezultatele iradierii cu neutroni sînt practic similare celor obținute prin difuzia de aur [4, 6, 20].

Eficacitatea reducerii timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele redresoarelor de putere este apreciată atît prin gradul de micșorare al timpului de blocare, cît și prin efectele secundare induse asupra parametrilor principali ai dispozitivelor. Comparația detaliată în continuare se referă la redresoare de putere, avînd o istorie tehnologică identică (procesate simultan), însă utilizînd diferite metode de reducere a timpului de viață : difuzie de aur, respectiv platină și iradiere cu e^- cu o doză de $5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$. Dispozitivele de referință (martor) nu au centri de recombinare induși intenționat. Comparația se referă la timpul de revenire t_{rr} (figura 2.68), parametrul S (relația 2.96); timpii t_f și t_{RM} , curentul invers prin dispozitiv I_R la o tensiune prestabilită, căderea de tensiune în direct V_T la o densitate de curent constantă ($\approx 100 \text{ mA/cm}^2$). Principalele concluzii se pot rezuma astfel :

a) Micșorarea cea mai eficientă a timpilor t_f și t_{rr} se obține, în ordine, prin : difuzie de platină, de aur respectiv iradiere cu e^- ;

b) Difuzia de platină este cea mai eficientă în reducerea timpului t_{RM} , urmînd, în ordine, iradierea cu e^- și difuzia de Au ;

c) Revenirea cea mai „lină” o au dispozitivele dopate cu platină (valoare ridicată a parametrului S), urmate, în ordine, de cele dopate cu aur, iradiate cu e^- și cele normale (concluzie extrem de importantă pentru utilizarea redresoarelor în circuitele inductive!) ;

d) Căderea de tensiune în direct V_T este, cea mai redusă în dispozitivele normale, iar în ordine crescătoare, în cele iradiate cu e^- , difuzate cu aur respectiv platină ;

e) Există diferențe minore între metodele menționate de reducere a timpului de viață în ceea ce privește obținerea unui compromis optim între timpul de revenire t_{rr} (timpul de blocare t_q), de pe o parte și căderea de tensiune în direct, pe de altă parte ;

f) Valoarea cea mai mare a curentului invers (I_R) se obține în dispozitivele dopate cu aur.

2.14.2. Modalități de circuit pentru micșorarea timpului de blocare. Tiristoare cu blocare asistată de poartă

Metoda blocării asistate de poartă ($GAT = \text{gate} - \text{assisted turn} - \text{off mode}$) a tiristoarelor, supuse regimului natural de comutație a curentului anodic I_{TM} (vezi figura 2.83), constă în aplicarea unui impuls negativ pe poartă în momentul reaplicării tensiunii anodice în direct V_D . Furnizarea unui „drive” negativ pe poartă în momentul apariției rampei dV_D/dt conduce la diminuarea timpului de blocare t_q în orice tiristor convențional.

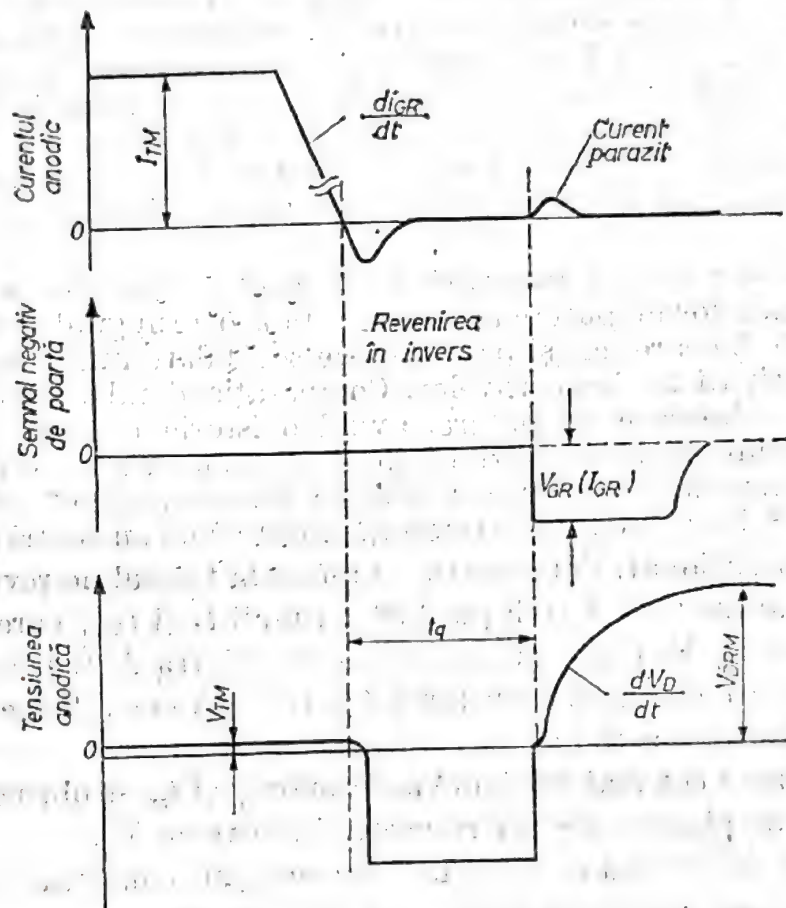


Fig. 2.83. Formele de undă tipice ale curentului și tensiunii anodice în timpul procesului de comutare din starea on în cea de off a tiristoarelor cu blocare asistată de poartă.

În tipuri specializate de tiristoare denumite cu blocare asistată de poartă ($GATTs = \text{gate} - \text{assisted turn} - \text{off thyristors}$), având tensiuni de blocare în direct $V_{DRM} = 1 \dots 2 \text{ kV}$ (implicând o grosime a bazei n_1 de $W_{n1} = 200 \mu\text{m} \pm 10\%$), aplicarea unui curent negativ de poartă I_{GR} de pînă la 4 A, corespunzător unei tensiuni $V_{GR} = 4 \dots 8 \text{ V}$, conduce în mod uzual la o reducere cu aproximativ 50% a timpului de blocare t_q (vezi figura 2.84) la o aceeași valoare a curentului anodic I_{TM} . Astfel, modul de blocare asistat de poartă permite relaxarea corelației rigide, existente în tiristoarele convenționale, între pierderile de comutație la blocare, determinate de timpul t_q (vezi §2.13) și pierderile în conducție directă.

Blocarea asistată de poartă a permis extinderea frecvenței de lucru a tiristoarelor convenționale pînă la 20 kHz.

La un nivel constant al curentului anodic I_{TM} , precum și al semnalului aplicat pe poartă (I_{GR}/V_{GR}), timpul de blocare t_q crește odată cu:

- mărirea ratei de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt);
- creșterea ratei de comutare a curentului anodic di_R/dt ;
- creșterea temperaturii joncțiunii T_{rj} .

Timpul de blocare t_q crește nesemnificativ odată cu mărirea valorii finale a tensiunii anodice reaplicate V_D .

Mărirea valorii semnalului aplicat pe poartă peste o anumită valoare nu mai conduce la micșorarea timpului de blocare t_q (figura 2.84).

În tiristoarele care nu au șunturi de catod, mecanismul fizic de micșorare al timpului de blocare se bazează pe devierea — dinspre catod spre poartă — a unei părți a curentului de revenire în direct (vezi figura 2.85). Grație acestui fenomen de deviere a curentului parazit, se previne polarizarea în direct a joncțiunii de catod, deci și injecția de electroni din emitorul n_2 în baza p_2 . Datorită inhibării injecției de electroni în baza p_2 , se diminuează șansele reaprinderii parazite a tiristorului în momentul reaplicării rampei dV_D/dt . În tiristoarele care utilizează șunturi de catod proiectate în mod adecvat, efectul de polarizare în direct a joncțiunii de catod este mult atenuat. Astfel, aplicarea unei tensiuni negative pe poartă, duce la apariția unui curent în baza p_2 cu sensul de la catod spre poartă care determină o cădere de tensiune laterală în baza p_2 , sub catod, cu o polaritate opusă celei provocate de curentul parazit (de revenire în direct) care ar conduce la polarizarea în direct a joncțiunii de catod și amorsarea parazită a tiristorului.

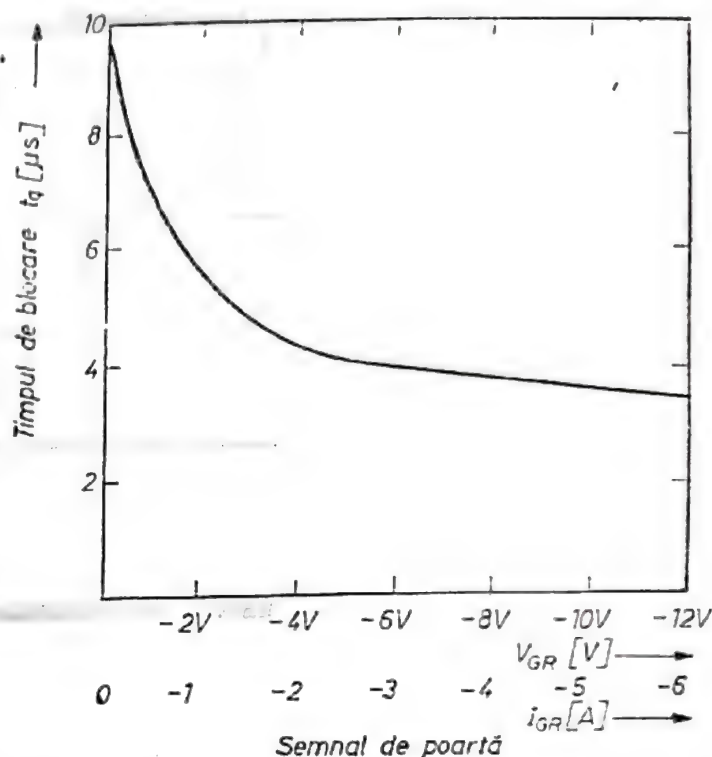


Fig. 2.84. Dependența tipică a timpului de blocare t_q de semnalul $I_{GR}(V_{GR})$ într-un GATT de 1 kV.

O variantă constructivă care permite eliminarea dezavantajelor șunturilor de catod se bazează pe utilizarea conceptului de *două nivele de interdigitare* (TIL — *two interdigitation levels*) [25, 26]. Spre deosebire de tiristoarele convenționale, în dispozitivele bazate pe configurația TIL (vezi figura 2.86) nu există o pierdere de arie activă de catod, întrucât nu sînt utilizate șunturi. Întreaga arie de catod a tiristoarelor TIL este formată din zone n^+ adinci și superficiale alternate. Una dintre destinațiile funcționale importante ale zonelor subțiri de catod este de a furniza căi preferențiale de evacuare spre contactul de poartă a curentului parazit generat în structura tiristorului. Întrucât rezistența laterală a bazei p_2 sub difuziile subțiri n_2 este mult redusă în comparație cu rezistența laterală

Fig. 2.85. Ilustrarea calitativă a căilor de curgere a curentului parazit generat de rampa dV_D/dt (figura 2.83) în structura unui tiristor cu blocare asistată de poartă fără șunturi de catod.

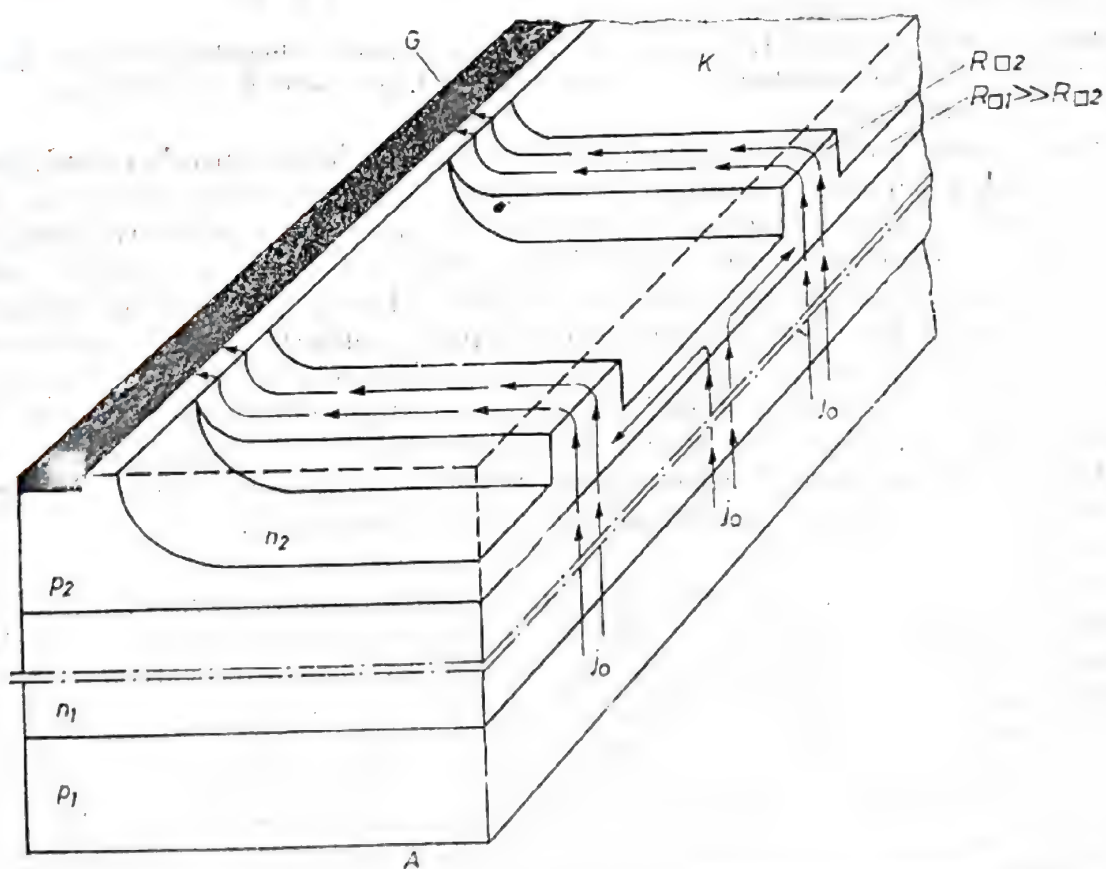
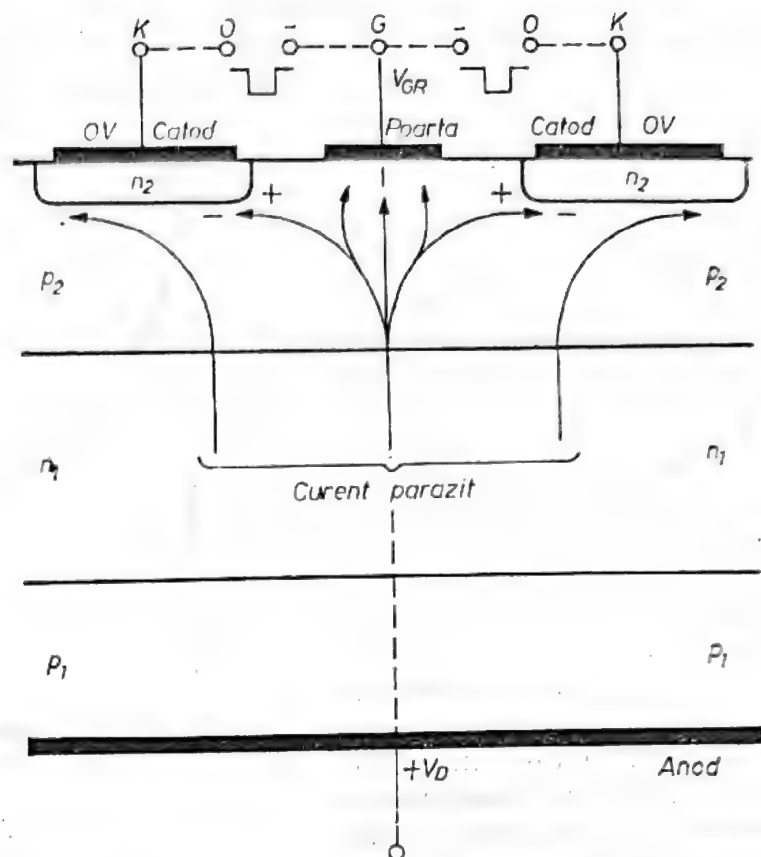


Fig. 2.86. Secțiune a structurii unui tiristor cu două nivele de interdigitare (TIL = two interdigitated levels) cu indicarea căilor de evacuare a curentului parazit de densitate j_0 din structură înspre terminalul de poartă.

a aceleiași baze sub difuziile adânci n_2 , aproape întregul curent parazit tinde a fi îndepărtat din structură doar de-a lungul „canalelor de evacuare” create în zonele mai groase ale bazei p_2 (vezi figura 2.86). Datorită valorilor reduse ale rezistenței bazei p_2 sub difuziile subțiri de catod, curentul parazit direcționat spre terminalul de poartă de-a lungul canalelor preferențiale de evacuare, nu poate să polarizeze suficient de puternic în direcție secțiunile corespunzătoare ale joncțiunii poartă-catod. Ca urmare, injecția de electroni de pe întreaga suprafață a emitorului de catod în baza p_2 este inhibată; ca urmare, în acest mod se preîntâmpină aprinderea parazită a tiristoarelor.

Astfel, conceptul *TIL*, ușor implementabil tehnologic, permite „decuplarea” secțiunii *npn* a tiristorului din procesul regenerativ de amorsare parazită în momentul aplicării rampei dV_D/dt [25, 26].

Datorită particularităților menționate, în tiristoarele *TIL* se obține uzual un factor ridicat (4...6) de reducere a timpului de blocare t_q . O reducere cu 50% a valorii lui t_q se obține chiar pentru valori reduse ale semnalului de poartă ($I_{GR} = 0,5 \dots 1$ A).

2.15. Tipuri de tiristoare

În funcție de aplicațiile concrete în care sînt utilizate, tiristoarele trebuie să posede:

- a) Tensiuni de blocare cît mai ridicate;
- b) Capabilități mari în curent;
- c) Valori mari ale capabilităților în dV/dt și di/dt ;
- d) Timpuri de comutare cît mai reduși;
- e) Nivele reduse ale puterii de comandă pe poartă;
- f) Frecvențe de lucru cît mai mari.

În prezent există diferite tipuri de tiristoare care pot îndeplini una sau mai multe din exigențele enunțate mai sus. De regulă, îmbunătățirea uneia dintre caracteristicile (a)...(f) conduce inerent la degradarea altor parametri ai dispozitivelor. Ca urmare, există tiristoare specializate, optimizate pentru diferite aplicații. Tiristoarele fabricate în prezent pot fi clasificate în următoarele tipuri principale:

- 1) Tiristoare pentru aplicații la frecvența rețelei (*Phase Control Thyristors*);
- 2) Tiristoare pentru invertore (*Inverter Thyristors*);
- 3) Tiristoare asimetrice (*Asymmetrical Thyristors*);
- 4) Tiristoare cu conducție în invers (*Reverse Conducting Thyristors*);
- 5) Tiristoare cu blocare asistată de poartă (*Gate-assisted Turn-off Thyristors*);
- 6) Tiristoare cu amorsare (activare) optică sau optotiristoare (*Light-Activated Thyristors*);
- 7) Tiristoare cu blocare pe poartă (*Gate Turn-Off Thyristors*).

Tot familiei de tiristoare îi sînt atribuite diacurile (§ 2.19) și triacurile (§ 2.20).

Tiristoarele pentru aplicații la frecvența rețelei (*Phase control/Converter Thyristors*) sînt utilizate în circuite în care blocarea acestor dispozitive se efectuează prin comutație naturală. Ca urmare, viteza de comu-

tare a acestor tiristoare este redusă. Gama de curenți a acestor tiristoare este $I_{T(AV)} = 5 \dots 3000 \text{ A}$, iar tensiunile maxime de blocare variază între 50 V și 5000 V. Întrucât pentru aceste tiristoare nu se utilizează metode tehnologice de reducere a timpului de viață al purtătorilor minoritari (vezi § 2.14.1), ele au pierderi reduse în conducție directă. Astfel, tiristoare de acest tip proiectate pentru curenți mari în conducție directă (diametre ale structurii de $\approx 75 \text{ mm}$) au căderi de tensiune V_T la $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ de pină la 2,3 V (pentru dispozitive cu $V_{DRM} = V_{RRM} = 3 \text{ kV}$) și sub 2,6 V (pentru dispozitive cu $V_{DRM} = V_{RRM} = 4 \text{ kV}$). Tiristoarele utilizate la frecvența rețelei au capacități în dV/dt de peste 1000 V/ μs . Utilizarea amplificatoarelor de poartă integrate (vezi § 2.10) permite amorsarea tiristoarelor de arii mari (diametre ale structurii de $\approx 50 \text{ mm}$) cu curenți de poartă de numai 1...2 A.

Tiristoarele pentru invertore (Inverter thyristors) se deosebesc de tiristoarele standard, utilizate la frecvența rețelei, prin faptul că au o valoare relativ redusă a timpului de blocare t_q (de regulă, t_q este cuprins între 5 μs și 50 μs , în funcție de tensiunea maximă de blocare a dispozitivelor). Combinațiile valorilor maxime ale curentului mediu și tensiunii de blocare în direct/invers atinse în acest tip de tiristoare sînt de 1500 A/1200 V, respectiv de 1200 A/2500 V.

Tiristoarele de tip *inverter* sînt utilizate, de regulă, în circuite alimentate la tensiunea continuă. În aceste aplicații, tranziția dispozitivelor din starea *on* în starea *off* se realizează prin utilizarea unui circuit (rezonant) auxiliar de comutație sau prin comutare controlată de către sarcină. În oricare din aceste aplicații, timpul de blocare al tiristoarelor (t_q) are un rol important. Valoarea cît mai redusă a timpului t_q permite minimizarea gabaritului/greutății componentelor reactive ale circuitului care efectuează comutația. Micșorarea timpului de blocare t_q în aceste tiristoare se obține prin una din metodele descrise în § 2.14.1. O micșorare suplimentară a timpului t_q se realizează prin blocarea asistată de poartă [22] (vezi § 2.14.2).

Pe lîngă o valoare redusă a timpilor de revenire (t_{rr}) și de blocare (t_q), tiristoarele de tip *inverter* au și o valoare redusă a timpului t_{ot} (de comutare din starea *off* în starea *on*) și o capacitate ridicată în di/dt . Micșorarea parametrului t_{ot} simultan cu mărirea capacității în di/dt se obține prin utilizarea unor structuri interdigitate și a amplificatoarelor de poartă integrate (vezi § 2.10). Tiristoarele moderne pentru invertore au capacități în di/dt de peste 1000 A/ μs .

2.16. Tiristoare de comutație pentru frecvențe ridicate

Tiristoarele de tip *inverter* clasice funcționează satisfăcător la frecvențe de comutație de $\approx 10 \dots 15 \text{ kHz}$. În instalațiile de putere ce funcționează la frecvențe de $\approx 20 \text{ kHz}$ sînt utilizate următoarele tipuri specializate de tiristoare :

- tiristoare cu *blocare asistată de poartă* (§ 2.14.2);
- tiristoare *asimetrice* (§ 2.16.1);
- tiristoare cu *conducție în invers* (§ 2.16.2).

Tiristoarele asimetrice (Asymmetrical thyristors sau ASCR — Asymmetrical Silicon Controlled Rectifiers) și tiristoarele cu conducție în invers

(RCT = Reverse Conducting Thyristors) au în comun absența parțială (în cazul ASCR) sau totală (pentru RCT) a capacității de blocare a tensiunii în invers. Faptul că atât ASCR, cât și RCT au capacitatea de a bloca numai tensiuni aplicate în direct (+ pe anod, – pe catod) a oferit un grad suplimentar de autonomie în ameliorarea acelor parametri ai dispozitivelor, care au un rol important în procesul de comutație (timpul de blocare t_q , timpul de amorsare t_{gs} , căderea de tensiune în direct V_T). În prezent dispozitive de tip ASCR și RCT cu $I_{T(AV)} = 400$ A și $V_{DRM} = 2$ kV operează în mod curent la frecvențe de comutație de peste 20 kHz. Dispozitivele de tip ASCR au utilizări cu un spectru mai larg în echipamentele de putere, în timp ce RCT are un domeniu de aplicabilitate extrem de specializat. Ambele tipuri de dispozitive sînt utilizate — ca principiu — în acele circuite de putere în care nu sînt supuse unei tensiuni inverse.

2.16.1. Tiristorul asimetric

Trăsătura distinctivă a tiristoarelor asimetrice (ASCR) constă în faptul că aceste dispozitive nu blochează decît într-o măsură redusă tensiunea inversă. Această caracteristică a tiristoarelor asimetrice este determinată de inserarea unui strat subțire de tip n , puternic dopat (n^+), între anodul $p^+(p_1)$ și baza groasă n_1 (figura 2.87). La aplicarea unei tensiuni de blocare în direct pe dispozitiv, existența stratului (tampon n^+ permite — în comparație cu un tiristor convențional (simetric) — micșorarea substanțială a extinderii zonei de sarcină spațială a joncțiunii centrale (J_2) în direcția stratului de anod p_1 . Datorită faptului că zona tampon n^+ îngreunează avansarea regiunii de cîmp electric înspre stratul p_1 , grosimea bazei n_1 poate fi redusă substanțial, fără a afecta capacitatea de blocare în direct a dispozitivului. Micșorarea grosimii W_{n_1} a bazei n_1 permite, la rîndu-i, optimizarea corelației dintre căderea de tensiune în direct V_T și timpul de blocare t_q exprimate, într-o primă aproximație, de (vezi § 2.7) :

$$V_T \sim \frac{(W_{n_1})^2}{D\tau} \quad (2.114)$$

unde D și τ sînt coeficientul de difuzie și, respectiv, timpul de viață al purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1 .

Pentru o tensiune de blocare în direct prestabilită, utilizarea unui strat tampon n^+ în tiristoarele asimetrice permite reducerea de aproximativ două ori a grosimii W_{n_1} a bazei n_1 în comparație cu un tiristor convențional (asimetric).

Conform relației (2.114), înjumătățirea grosimii W_{n_1} a bazei n_1 permite reducerea timpului de viață τ de patru ori (adică „rapidizarea” dispozitivului) în condițiile menținerii la aceeași valoare a căderii de tensiune în direct V_T . Micșorarea în aceste condiții a timpului de viață se traduce, de regulă, printr-o diminuare cu cel puțin 50% a timpului de blocare t_q într-un tiristor asimetric (vezi figura 2.88) în comparație cu un tiristor convențional (asimetric). Datorită grosimii reduse a bazei n_1 tiristoarele asimetrice se caracterizează printr-un timp de amorsare (t_{gs}) mai scurt și posedă o capacitate ridicată în di/dt .

La aplicarea unei tensiuni de blocare în invers pe un tiristor asimetric, existența zonei — tampon n^+ , adiacentă stratului de anod p_1 , limitează valoarea maximă a tensiunii la aproximativ 20 V.

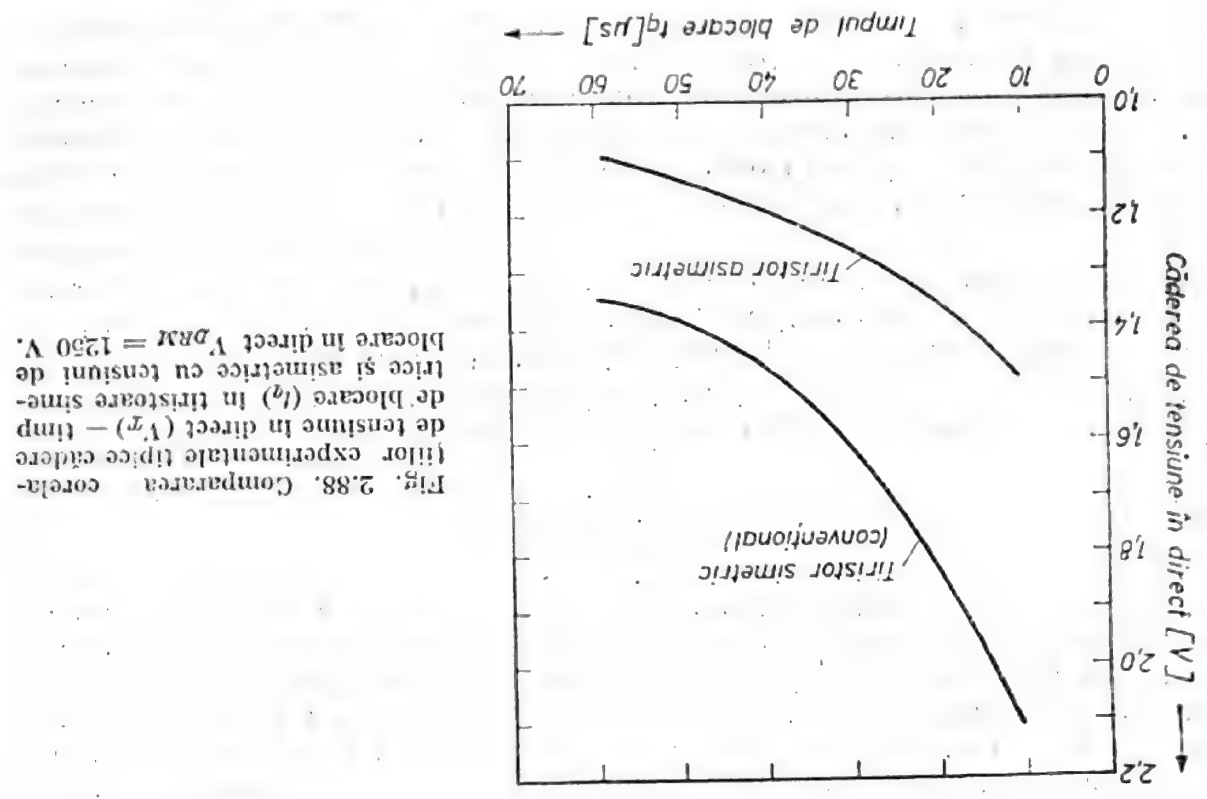
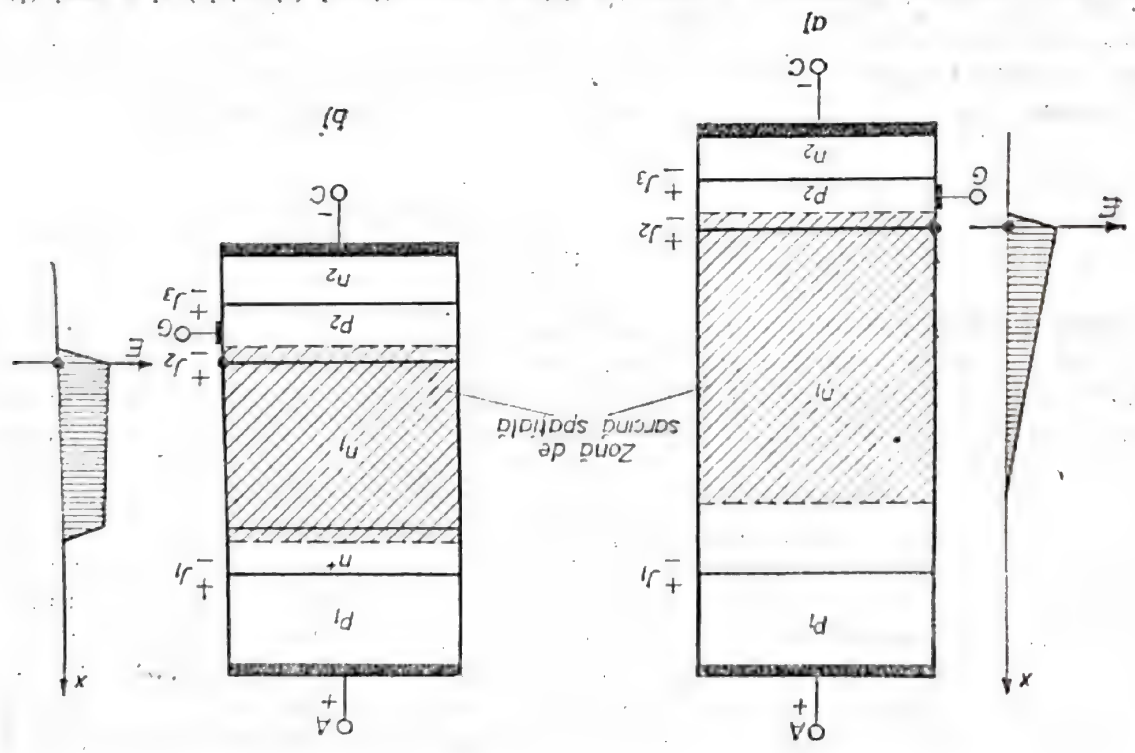


Fig. 2.88. Compararea corelațiilor experimentale tipice de tensiune în direct (V_F) — timp de blocare (t_q) în tiristoare simetrice și asimetrice cu tensiuni de blocare în direct $V_{DRM} = 1250$ V.

Fig. 2.87. Structura schematică a unui (a) tiristor convențional (simetric) și a unui (b) tiristor asimetric la polarizarea în direct anod-catod. Distribuția cîmpului electric E este ilustrată schematic pentru cele două cazuri. Prezența stratului tampon n^+ în tiristorul asimetric permite micșorarea grosimii bazei n_1 în comparație cu un tiristor simetric.



Tiristoarele asimetrice sînt utilizate, de regulă, în conjuncție cu diode redresoare conectate în paralel, al căror rol este de a limita tensiunea inversă aplicată la valori de ordinul 1...2 V.

Tiristoarele asimetrice sînt fabricate în mod curent la tensiuni maxime de blocare în direct de 2000 V și curenți $I_{T(AV)}$ de pînă la 400 A. Sînt utilizate în circuite invertoare ca dispozitive de comutație rapidă, avînd o cădere de tensiune în direct V_T redusă.

2.16.2. Tiristorul cu conducție inversă

Tiristorul cu *conducție în invers* ($RCT = \text{Reverse Conducting Thyristor}$) este un dispozitiv cu structura $pnpn$ și trei terminale (anod, catod, poartă) care are un comportament similar cu cel al unui tiristor convențional la polarizarea sa în direct, însă nu posedă capacitatea de a bloca tensiunea inversă aplicată. Această particularitate a RCT este dictată de prezența șunturilor nu numai în stratul de catod (n_2), dar și în cel de anod (p_1). Structura simplificată a unui RCT este prezentată în figura 2.89.a.

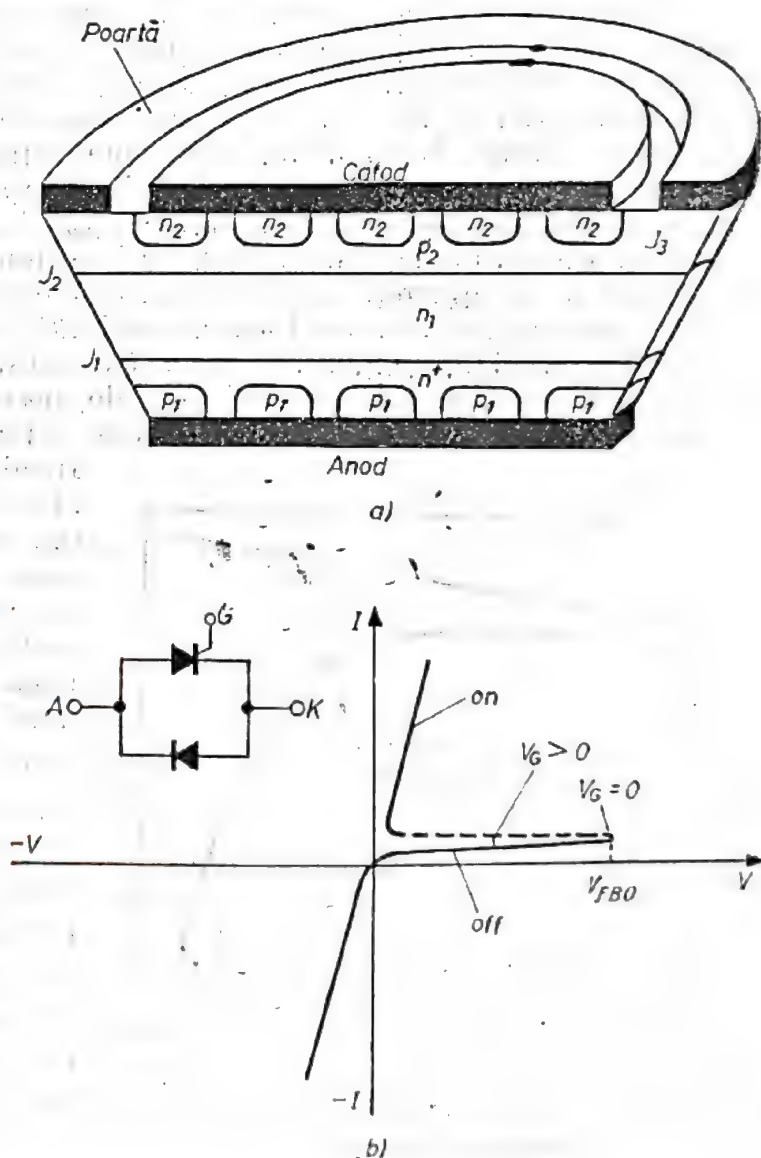


Fig. 2.89. (a) Structura unui tiristor cu conducție în invers (RCT). (b) Caracteristica statică $I-V$ și simbolul dispozitivului.

Șunturile de anod sînt realizate prin introducerea unei zone de tip n , puternic dopate (n^+), între contactul de anod și stratul p aferent, pe de o parte, și baza n_1 , pe de altă parte.

La polarizarea în direct a RCT dispozitivul se comportă ca un tiristor convențional, fapt reflectat de caracteristica $I-V$ a dispozitivului (vezi figura 2.89.b). RCT blochează tensiunea aplicată în direct și trece în starea de conducție (on) prin aplicarea unui semnal pozitiv pe poartă.

La polarizarea în invers a RCT joncțiunea J_1 , care în tiristoarele convenționale blochează tensiunea aplicată (vezi § 2.5), este scurtcircuitată la terminalul anod. Ca urmare, RCT nu poate bloca tensiunea aplicată și, în consecință, prin dispozitiv circulă un curent invers de valori mari. Astfel, la polarizarea în invers, RCT se comportă ca o diodă redresoare polarizată în direct, fapt reflectat atît de caracteristica $I-V$ (vezi figura 2.89.b), cît și de simbolul RCT . Întrucît dispozitivul trebuie să blocheze numai tensiunea anodică aplicată în direct, întreaga structură se conturează sub un singur unghi (pozitiv pentru joncțiunea J_2 care blochează tensiunea, vezi § 2.5 și § 2.6), ceea ce este convenabil din punct de vedere tehnologic și permite păstrarea unei arii utile mari a catodului.

RCT are o serie de avantaje în comparație cu tiristoarele convenționale, care au doar șunturi de catod. În primul rînd, RCT poate opera la o temperatură mai ridicată a joncțiunii ($T_{vj} \approx 150^\circ C$) în comparație cu tiristoarele convenționale ($125^\circ C$). În consecință un RCT poate funcționa la densități mai mari ale curentului anodic în starea on decît un tiristor convențional. În al doilea rînd, comportamentul RCT în starea de blocare în direct este independent de influența factorilor de ciștig în curent α_{pnp} și $\alpha_{n,pn}$, iar valoarea tensiunii $V_{FBO}(V_{DRM})$ este practic egală cu tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_2 (vezi § 2.6). Întrucît tensiunea de străpungere în avalanșă are un coeficient pozitiv de variație cu temperatura, tensiunea V_{FBO} a unui RCT crește cu temperatura joncțiunii T_{vj} (vezi figura 2.90). Se observă că tensiunea V_{FBO} a unui RCT continuă să crească la temperaturi T_{vj} de peste $150^\circ C$, în timp ce în cazul unui tiristor convențional V_{FBO} scade rapid pentru $T_{vj} > 125^\circ C$.

În al treilea rînd, un RCT are în mod inerent un timp redus de revenire/blocare din starea on în starea off întrucît capacitatea de blocare în direct este independentă de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii. În consecință, un RCT poate fi dopat mai puternic cu aur (sau platină) în vederea micșorării timpului de viață al purtătorilor minoritari (vezi § 2.14.1) în comparație cu un tiristor convențional, fără a se deteriora capacitatea de blocare în direct a acestui dispozitiv.

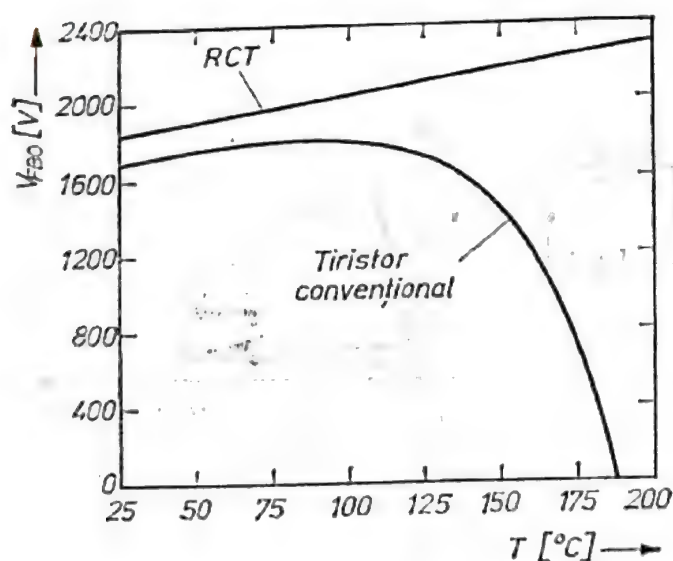


Fig. 2.90. Dependența tipică de temperatură a tensiunii maxime de blocare în direct pentru un RCT și un tiristor convențional.

Dispozitivele de tip *RCT* sînt utilizate în aplicații de înaltă frecvență în care, prin însuși regimul de lucru impus, tiristoarele nu trebuie să blocheze tensiuni aplicate în invers.

2.17. Optotiristorul

Tiristorul activat optic (**LAT** = **L**ight — **A**ctivated **T**hyristor sau **LAS** = **L**ight **A**ctivated **S**witch) este un dispozitiv cu patru straturi și trei terminale care poate fi amorsat cu un semnal luminos (vezi § 2.8.2). Optotiristorul (fototiristorul) permite realizarea unei *izolări electrice între circuitele de forță și cele de comandă* prin utilizarea transmisiei pe fibră optică a semnalului optic de amorsare (vezi figura 2.48). Ținînd seama de faptul că răspunsul spectral maxim al siliciului are loc pentru o lungime de undă $\lambda = 0,85 \dots 1,0 \mu\text{m}$ a energiei radiante, pentru excitația optică a acestor dispozitive se utilizează diode electroluminiscente (*LED*) din GaAs (vezi § 2.23) și laseri din GaAs.

Principiul de amorsare al unui optotiristor este ilustrat în figura 2.48. Semnalul optic de la un *LED* este transmis prin fibra optică (cablu optic) pe suprafața siliciului. Iluminarea omogenă a catodului pe o zonă cu raza $r = r_1$ conduce la generarea de perechi electron-gol în volumul siliciului situat sub regiunea iradiată. Contribuția cea mai importantă la curentul prin structură este datorată perechilor de electron-gol fotogenerate în zona de sarcină spațială a joncțiunii J_2 , polarizată invers (vezi figura 2.91), precum și în straturile p_2 și n_1 , la o distanță mai mică decît o lungime de difuzie a purtătorilor minoritari (din aceste baze) de zonă de sarcină spațială. Purtătorii generați în perechi în zona fotoactivă sînt separați de cîmpul electric din zona de sarcină spațială într-un interval de timp de ordinul nanosecundelor, adică practic instantaneu, în comparație cu timpul de amorsare al unui tiristor tipic (care este de ordinul μs). Separarea purtătorilor înseamnă că golurile sînt transportate în baza p_2 , iar electronii în baza n_1 (vezi figura 2.91). În consecință, ambele baze ale dispozitivului sînt alimentate simultan cu o cantitate egală de purtători majoritari practic fără întîrziere față de momentul fotogenerării acestora. Ca urmare, în momentul amorsării optotiristorului, curentul anodic prin dispozitiv crește instantaneu și abrupt cu o cantitate egală cu fotocurentul generat. Valoarea acestui curent este amplificată de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn*, într-o manieră similară amorsării pe poartă a unui tiristor convențional (vezi § 2.8.1).

Se remarcă faptul că rolul terminalului de poartă dintr-un tiristor convențional este jucat în acest caz de fibra optică, care este cuplată la un capăt la sursa luminoasă, iar la celălalt capăt este fixată pe suprafața iradiată cu ajutorul unei rășini siliconice.

Un optotiristor de putere poate fi amorsat cu o putere optică extrem de redusă ($\approx 0,2 \text{ mW}$ pentru un tiristor de 3 kV), deoarece cu ajutorul fibrei optice puterea optică poate fi concentrată într-o zonă de dimensiuni extrem de reduse. Astfel, de exemplu, în cazul utilizării unui cablu optic cu diametrul de $\approx 100 \mu\text{m}$ aria inițială în conducție este sub 10^{-2} mm^2 . În consecință, densitatea de putere disipată pe aria inițială în conducție

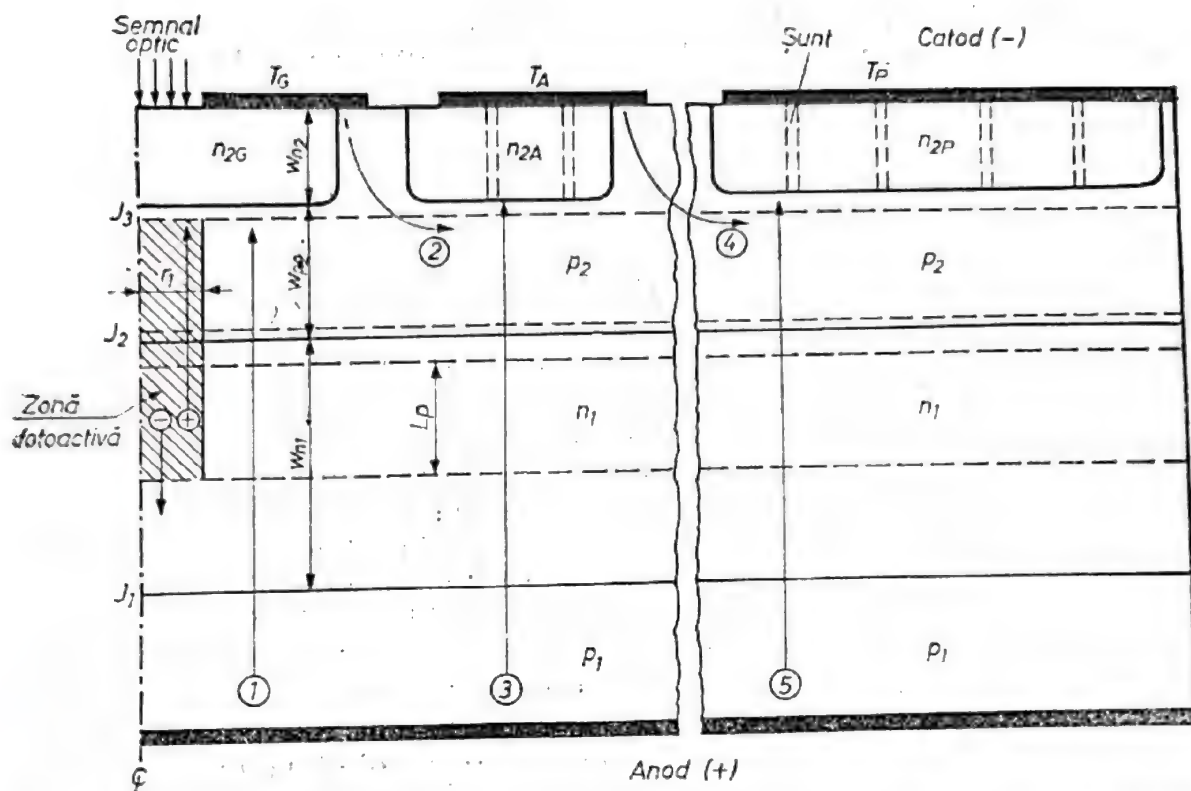


Fig. 2.91. Structura unui optotiristor cu două amplificatoare de poartă integrate și indicarea secvențelor de amorsare la acționare optică.

poate fi substanțială*, ceea ce prezintă pericolul distrugerii optotiristorului prin efect di/dt (vezi § 2.10). Pentru amplificarea rapidă a fotocurentului generat inițial, precum și pentru prevenirea distrugerii optotiristoarelor prin efectul di/dt , structura dispozitivelor moderne înglobează două sau mai multe amplificatoare de poartă integrate (vezi § 2.10). Spre exemplu, amorsarea inițială a dispozitivului din figura 2.91 are loc prin structura $p_1n_1p_2n_{2G}$ a tiristorului integrat de poartă T_G ; curentul anodic al tiristorului T_G devine curent de poartă pentru tiristorul $T_A(p_1n_1p_2n_{2A})$ care, odată amorsat, preia conducția curentului prin structură, determinând în final intrarea în conducție a tiristorului principal $T_P(p_1n_1p_2n_{2P})$.

Sensibilitatea optotiristoarelor este definită la o tensiune anod-catod minimă (de regulă, $V_D = 6$ V), căreia îi corespunde o extindere minimă a zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 , deci a regiunii fotoactive.

Folosirea ca surse de semnal optic a diodelor electroluminiscente (LED), care au o putere optică redusă (vezi § 2.23), implică proiectarea optotiristoarelor pentru o sensibilitate mărită la excitația luminoasă. Un optotiristor sensibil la semnal optic este însă inerent sensibil și la semnale interne parazite, generate de efectul dV/dt [4, 6, 19, 22] (vezi § 2.9.1). Ca urmare, în optotiristoarele performante se urmărește realizarea unui compromis între sensibilitatea la amorsarea optică și cea parazită. Soluția acestei probleme constă în realizarea unor regiuni fotoactive de dimensiuni reduse, ceea ce implică arii inițiale în conducție foarte mici. Astfel,

* Un curent de ≈ 100 mA pe o arie inițială în conducție de 10^{-3} mm², implică o densitate a curentului anodic de 1000 A/cm² (1).

dimensiunile tipice ale regiunilor fotoactive în optotiristoare (r_1 în figura 2.91) sînt de 10 pînă la 100 de ori mai mici decît dimensiunile zonei de poartă sau ale tiristorului auxiliar (vezi § 2.10) în tiristoarele convenționale cu amorsare electrică. Reducerea dimensiunilor zonei fotoactive reclamă introducerea unor amplificatoare de poartă integrate în vederea menținerii la o valoare ridicată a capacității în di/dt .

Trebuie remarcă faptul că, datorită fenomenului de acumulare simultană a sarcinii purtătorilor fotogenerați în ambele baze ale optotiristoarelor în procesul de amorsare, ele au un timp de întîrziere t_d mai redus în comparație cu tiristoarele convenționale amorsate electric (avînd o structură identică). Acest avantaj al optotiristoarelor iese în evidență în cazul cînd semnalul optic generează un fotocurent în baza p_2 echivalent cu semnalul electric aplicat pe poarta unui tiristor convențional avînd aceeași structură.

Prototipurile optotiristoarelor performante au următorii parametri de bază [22]:

- $V_{DRM} = V_{RRM} = 4 \text{ kV}$;
- $I_{T(AV)} = 1500 \text{ A}$;
- Puterea optică necesară amorsării: zecimi de mW;
- Capabilitatea în $dV/dt = 1500 \dots 2000 \text{ V}/\mu\text{s}$;
- Capabilitatea în $di/dt = 250 \text{ A}/\mu\text{s}$.

Progresele recente în domeniul optotiristoarelor s-au datorat și implementării unor concepte noi, cum ar fi cel de *amorsare controlată* (*controlled turn-on*), care permite mărirea capacității în di/dt , precum și protecției la *breakover*, care previne distrugerea dispozitivelor la amorsare prin curent de avalanșă (vezi § 2.8.3).

Optotiristorul și-a găsit aplicații în principal în sisteme de comutație pentru linii de transmisie ale curentului continuu, care operează la tensiuni extrem de ridicate, precum și în acele sisteme de control fotoelectric unde izolarea circuitelor de forță de circuitele de comandă este esențială.

2.18. Tiristoare cu blocare pe poartă (GTO)

Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO = gate turn-off thyristor) este un dispozitiv cu structura *pnpn*, amorsabil cu semnal pozitiv pe poartă și care poate fi blocat cu semnal negativ aplicat pe poartă chiar fără inversarea polarității tensiunii externe anod-catod (vezi figura 2.64). Dispozitivul combină proprietățile de bază ale unui tiristor convențional (capabilitatea ridicată de blocare a tensiunii în direct și invers, sensibilitate ridicată la semnalul de aprindere aplicat pe poartă) cu cele ale unui tranzistor (capabilitatea de stingere prin aplicarea unui semnal pe terminalul de comandă). Facilitatea de blocare pe poartă este avantajoasă deoarece ea conferă flexibilitate în diferite aplicații (invertoare, contactoare statice, chopere, generatoare de impulsuri) și oferă posibilitatea simplificării circuitelor de forță. Unul din avantajele principale ale tiristorului GTO față de tranzistoarele de putere constă în puterea relativ redusă consumată de poartă în timpul funcționării dispozitivului. Astfel, tiristorul GTO necesită un semnal pe poartă numai pe durata proceselor tranzitorii de amorsare, respectiv de blocare. O comparație dintre proprietățile de bază ale tiristoarelor GTO și a altor dispozitive de comutație este prezentată în Tabelul 2.4.

Tabel comparativ al caracteristicilor principale ale dispozitivelor semiconductoare de putere.

Caracteristica	Tranzistor bipolar	Tiristor GTO	TEC-MOS putere	TEC-J de putere	SIT/FCT	Tranzistor cu poartă izolată (IGT)
Starea normală	off	off	off	off	on	on
Tensiuni de blocare în invers (V)	50	500...4500	50...500	50...500	500...3000	200...2500
Tensiunea de blocare în direct (V)	50...1000	500...4500	50...500	50...500	500...3000	200...2500
Densitatea de curent în conducție directă (A/cm^2)	40	200	10	10	200	200
Capabilitatea în suprasarcină	redușă	foarte bună	redușă	redușă	bună	bună
Frecvența maximă de lucru (kHz)	50	10	20.000	200.000	20	50
Puterea necesară pentru comanda porții/bazei	mare	medie	foarte mică	mică	medie	foarte mică
Temperatura maximă de lucru ($^{\circ}C$)	150	125	200	200	200	200
Capabilitatea în dV/dt	medie	bună	foarte bună	foarte bună	foarte bună	foarte bună
Capabilitatea în di/dt	medie	bună	foarte bună	foarte bună	medie	foarte bună
Rezistența la radiații	slabă	slabă	medie	bună	bună	medie

Tiristorul *GTO* este preferat tranzistorului de putere în aplicații de mare putere la frecvențe între 1 și 20 kHz datorită capabilității sale ridicate în blocare a tensiunii și a fiabilității sale la suprasarcină (de curenți sau tensiuni).

La aplicarea unui impuls pozitiv de comandă pe poarta dispozitivului tiristorului *GTO* comută din starea de blocare directă în starea de conducție ca un tiristor convențional. La aplicarea pe poartă a unui curent negativ de amplitudine I_{GRM} și durată t_{gr} se declanșează procesul de blocare al tiristorului *GTO*: curentul i_T prin dispozitiv scade, iar tensiunea anod-catod V_D crește. Principalele componente ale timpului de blocare al tiristorului *GTO* sînt (vezi figura 2.92).

• *timpul de stocare (storage time) t_s , care caracterizează inerția dispozitivului în răspunsul său la semnalul de comandă aplicat pe poartă. Timpul t_s durează din momentul aplicării semnalului de blocare pe poartă până când curentul anodic i_T scade la 90% din valoarea sa în starea de conducție a dispozitivului;*

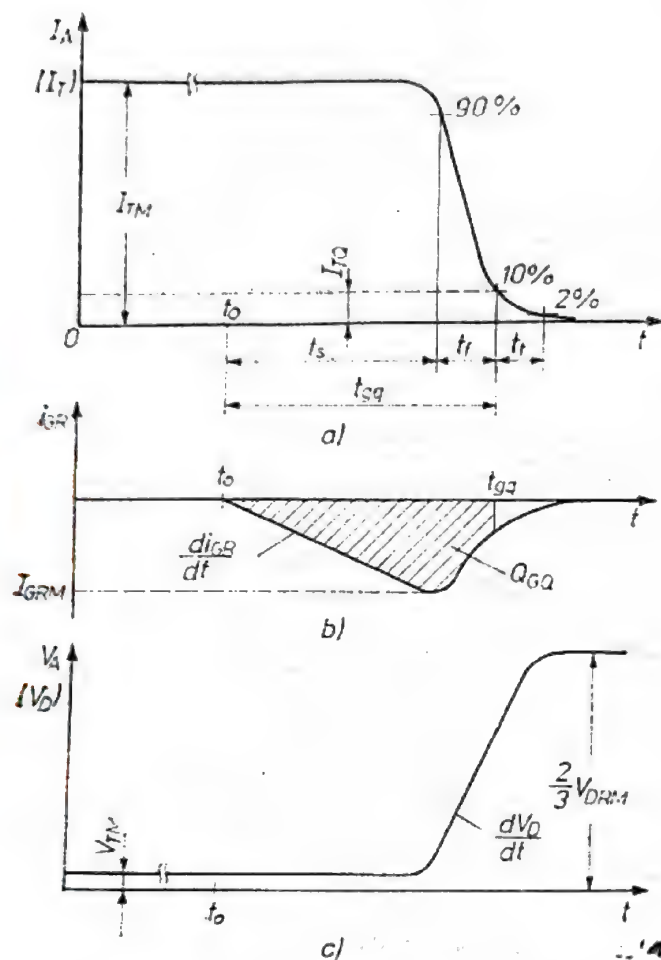


Fig. 2.92. Variația curentului anodic (a), a curentului de poartă (b) și a tensiunii anodice (c) în vederea definirii timpilor caracteristici procesului tranzitoriu de blocare pe poartă a unui tiristor GTO.

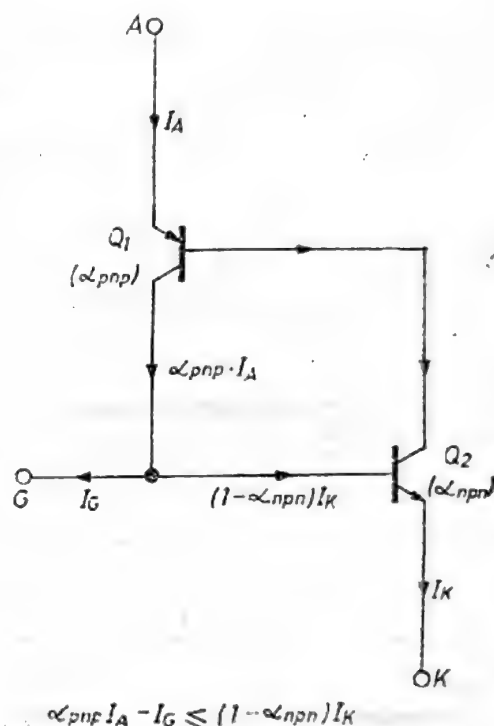


Fig. 2.93. Circulația curenților prin structura *pnpn* echivalată unidimensională cu două tranzistoare complementare la blocarea cu semnal de poartă (I_G) a unui tiristor GTO.

• *timpul de descreștere (fall time) t_f , definit ca timpul necesar curentului anodic i_T să scadă de la 90% la 10% din valoarea sa inițială. Simultan are loc creșterea tensiunii anod-catod V_D , întreaga tensiune pe dispozitiv fiind blocată de joncțiunea centrală. Ca urmare, în timpul acestei faze a procesului tranzitoriu pe dispozitiv se disipă o putere apreciabilă;*

• *timpul de încheiere sau revenire (tail time) t_t , este perioada de timp necesară pentru scăderea curentului anodic i_T de la 10% la 2% din valoarea sa inițială. În decursul intervalului t_t are loc recombinarea sarcinii reziduale stocate în baza groasă n_1 .*

Principiul atingerii pe poartă a unui tiristor GTO este ilustrat în figura 2.93, pe baza modelului unidimensional al structurii *pnpn* format

din două tranzistoare complementare. Curentul de bază necesar pentru a menține tranzistorul nnp în stare de conducție este $(1 - \alpha_{npn})I_k$, în timp ce curentul real de bază al acestui tranzistor este $(\alpha_{pnp}I_A - I_{GR})$. În consecință tiristorul GTO se va bloca dacă [4, 6]:

$$\alpha_{pnp}I_A - I_{GR} \leq (1 - \alpha_{npn})I_k \quad (2.115)$$

adică dacă:

$$I_{GR} \geq \frac{\alpha_{pnp} + \alpha_{npn} - 1}{\alpha_{npn}} I_A \quad (2.116)$$

deoarece:

$$I_A = I_k + I_{GR}. \quad (2.117)$$

Definind câștigul în curent la blocare G_{off} ca raportul dintre curentul anodic întrerupt $I_A (= I_{TM})$ și curentul negativ de poartă I_{GR} ($G_{off} = I_A/I_{GR}$) din relația (2.116) rezultă:

$$G_{off} \leq \frac{\alpha_{npn}}{\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} - 1}. \quad (2.118)$$

Conform (2.118) obținerea unui factor G_{off} cât mai mare implică faptul ca suma celor doi α să fie aproape de unitate, menținându-se în același timp un α_{npn} suficient de ridicat. Valorile uzuale ale lui G_{off} variază între 2 și 8.

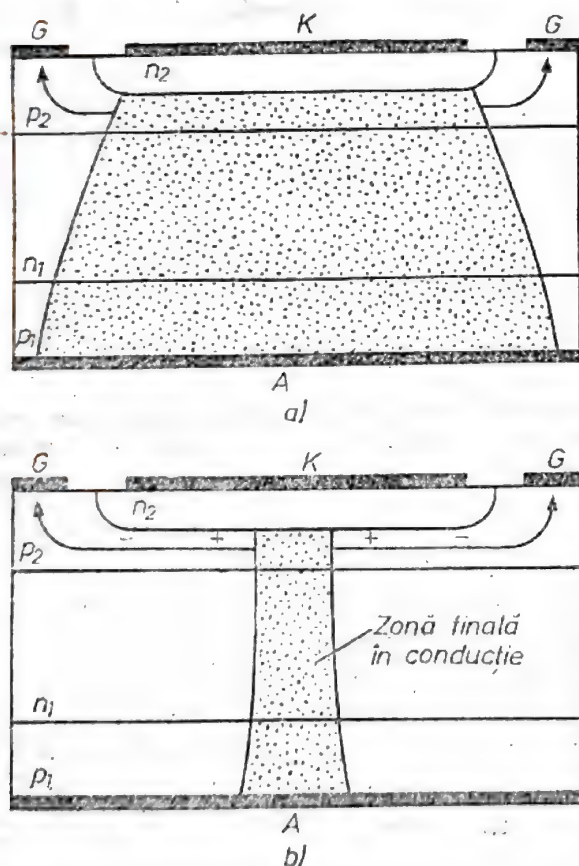


Fig. 2.94. Secțiune transversală printr-un tiristor GTO cu indicarea zonei de conducție a curentului anodic la începutul procesului tranzitoriu de blocare (a) și la sfârșitul timpului de stocare t_s (b).

Parametrii principali ai dispozitivelor GTO sînt determinați de fenomenele specifice procesului de blocare pe poartă (vezi figura 2.94): constricția progresivă a ariei de conducție în direcția curentului anodic, care are loc simultan cu evacuarea curentului I_{GR} spre terminalul de poartă. La sfârșitul timpului de stocare t_s , curentul anodic se restrînge într-o arie-limită aflată în centrul catodului (vezi figura 2.94.b), denumită *arie/zonă finală în conducție* (*final on-zone*). Lățimea acestui filament al curentului anodic este extrem de redusă ($40 \mu m \dots 60 \mu m$). Întrucît în decursul fazei de stocare t_s , curentul anodic este practic constant (vezi figura 2.92) micșorarea ariei în conducție implică o creștere substanțială a densității curentului în *zonă finală în conducție*. Dacă densitatea curentului anodic la sfârșitul fazei t_s depășește o anumită valoare critică,

atunci puterea care se disipă pe dispozitiv în intervalul t_f (vezi figura 2.92) conduce la supraîncălzirea structurii $pnpn$ și, în final, la distrugerea electrotermică a tiristorului. Fenomenul de defectare a dispozitivului se explică pe baza proceselor descrise în § 2.8 și § 2.10.

O altă limitare tipică tiristoarelor GTO derivă din polarizarea în invers a joncțiunii poartă-catod datorită căderii de tensiune induse pe rezistența bazei p_2 de curenții I_{GR} . Valoarea maximă a curenților I_{GRM} care poate fi extras pe poarta unui tiristor GTO este limitată de tensiunea de străpungere BV_{J3} a joncțiunii poartă-catod, care are valori tipice de 7 V ... 20 V (vezi § 2.2). Depășirea acestei tensiuni conduce la pierderea controlului efectuat de poartă asupra procesului de blocare. În cazul în care joncțiunea poartă-catod este supusă unei tensiuni superioare valorii BV_{J3} un timp mai îndelungat (de regulă, peste 100 ... 200 μs), dispozitivul se defectează ireversibil. În consecință, nu se recomandă operarea joncțiunii poartă-catod în regim de avalanșă.

Tiristorul GTO are următorii parametri specifici procesului de blocare pe poartă [19, 26] :

1) *Curentul anodic maxim controlabil de poartă (peak controllable anode current sau peak controllable on-state current)* I_{TQM} (sau I_{ATO}) este valoarea maximă a curenților în conducție directă care poate fi întreruptă fiabil prin aplicarea unui semnal adecvat de comandă pe poartă. Valoarea acestui parametru este limitată pentru un anumit tip de tiristor GTO (de arie și capsulă date) de fenomenele bidimensionale care au loc în structura $pnpn$ în timpul procesului tranzitoriu de blocare : străpungerea joncțiunii poartă-catod și dimensiunile zonei finale de conducție a curenților anodici, precum și de temperatura joncțiunii T_{vj} și rata tensiunii anodice rePLICATE (dV_D/dt) la sfârșitul perioadei de stingere. Valoarea acestui parametru se referă la un singur ciclu *on/off* al tiristorului GTO (regim nerepetitiv *) și este specificată pentru $T_{vj} = 125^\circ C$ și $V_D = 2/3 V_{DRM}$.

2) *Curentul anodic maxim controlabil de poartă în mod repetitiv (peak repetitive controllable on-state current)* I_{TQRM} este valoarea maximă a curenților în conducție directă care poate fi întreruptă fiabil în mod repetitiv prin aplicarea unui semnal negativ adecvat de comandă pe poartă. Parametrul I_{TQRM} se referă la un regim staționar de funcționare al tiristorului GTO în regim *on/off*, adică la o anumită frecvență f de amorsare și blocare pe poartă a dispozitivului. Parametrul I_{TQRM} este specificat în aceleași condiții ca și I_{TQM} , menționându-se totodată frecvența f de comutare a tiristorului. Pe lângă factorii limitativi menționați pentru I_{TQM} , parametrul I_{TQRM} este afectat de pierderile în comutație ale dispozitivului și de fenomenele electrotermice care le însoțesc. Datorită acestor limitări adiționale, valoarea parametrului I_{TQRM} este, de regulă, mult inferioară (uneori chiar de două ori) față de curenții maxim I_{TQM} .

3) *Timpul de blocare* t_{eq} și componentele t_s , t_f , t_r (vezi figura 2.92) ale procesului de stingere pe poartă se specifică, de regulă, pentru un curent anodic egal cu I_{TQRM} la o temperatură a joncțiunii $T_{vj} = 125^\circ C$. Rata de creștere a tensiunii anodice rePLICATE (dV_D/dt) (vezi figura 2.92.c) se specifică pentru o valoare finală $V_D = 2/3 V_{DRM}$.

* Parametrul poartă și denumirea de *non-repetitive peak controllable on-state current*.

Se utilizează adesea notațiile : t_{dq} pentru t_s ; t_{qn} pentru t_f , t_{qn} pentru t_r .

4) Sarcina stocată Q_{GQ} (vezi figura 2.92.b) este valoarea sarcinii electrice extrase pe poartă în decursul timpului t_{GQ} .

5) Valoarea curentului prin dispozitiv (I_{TQ}) la sfârșitul timpului de blocare $t_{GQ} (= t_s + t_f)$. Valoarea acestui curent la începutul fazei t_r este importantă în funcționarea dispozitivului pe sarcini inductive.

6) Factorul operațional de câștig în curent la blocare (operational turn-off gain) G_{off}

$$G_{off} = \frac{I_{TQRM}}{I_{GRM}} \quad (2.119)$$

definit ca raportul dintre curentul anodic controlabil de poartă în mod repetitiv I_{TQRM} (curentul de ieșire), și amplitudinea I_{GRM} a curentului de intrare (de poartă). Timpii t_s , t_f și t_r (figura 2.92) sînt de regulă, specificați pentru această valoare a câștigului G_{off} . Factorul G_{off} specificat de fabricant se recomandă a fi utilizat în aplicațiile concrete ale fiecărui tip de tiristor GTO pentru a se obține o comutare rapidă și fiabilă a dispozitivului.

7) Factorul maxim de câștig în curent la blocare (peak turn-off gain) $G_{off(max)}$

$$G_{off(max)} = \frac{i_T}{I_{GRM \min}} \quad (2.120)$$

este definit la valoarea minimă $I_{GRM \min}$ a amplitudinii curentului de poartă care mai poate asigura întreruperea curentului anodic i_T prin dispozitiv. De regulă, $G_{off(max)}$ se definește pentru $i_T = I_{TQRM}$.

Utilizarea tiristorului GTO la un câștig maxim în curent $G_{off(max)}$ conduce inerent la creșterea timpului de stingere (t_{GQ}) în principal datorită creșterii componentei de stocare, t_s .

8) Valoarea critică a ratei de creștere a tensiunii de blocare rePLICATE în direct la stingerea tiristorului GTO (critical rate of rise of re-applied off state voltage) dV_D/dt_{cr} este valoarea maximă a rampei dV_D/dt (vezi figura 2.92.c) la care poate fi supus dispozitivul în timpul procesului de blocare. Depășirea acestei valori poate conduce la distrugerea electrotermică a tiristorului GTO. Parametrul (dV_D/dt_{cr}) se specifică la temperatura joncțiunii $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ pentru o valoare finală a tensiunii anodice rePLICATE în direct $V_D = 2/3 V_{DRM}$. Valoarea parametrului (dV_D/dt_{cr}) poate fi egală cu capacitatea în dV/dt a tiristorului.

9) Tensiunea inversă maximă de poartă (peak reverse gate voltage) V_{RGM} este valoarea maximă a tensiunii negative care poate fi aplicată între poartă și catod în vederea blocării tiristorului GTO. Valoarea parametrului V_{RGM} este determinată de tensiunea de străpungere poartă-catod BV_{J3} care are valori între 7 V și 20 V.

10) V_{GRM} și I_{GRM} sînt valorile maxime ale tensiunii și curentului de poartă într-o aplicație dată.

11) Rata de creștere a curentului invers de poartă (rate of rise of reverse gate current di_{GR}/dt (în A/ μs) este viteza de creștere cvasi-liniară a curentului negativ de poartă de la valoarea zero la $i_{GR} = I_{GRM}$ (vezi figura 2.92.b). Valorile tipice ale parametrului di_{GR}/dt sînt cuprinse între 1 A/ μs

și 30 A/ μ s. Mărirea ratei di_{GR}/dt la blocarea pe poartă a unui tiristor *GTO* conduce la micșorarea substanțială a valorii t_s (vezi figura 2.92).

Parametrii de amorsare și conducție directă se definesc identic ca pentru un tiristor convențional.

Tiristoarele *GTO* se fabrică în prezent într-o gamă largă de puteri comutate: de la 6,5 A/800V la 2000 A/4500V. Specificul circuitelor de comandă pe poartă în unele aplicații consacrate ale tiristoarelor *GTO* este prezentat în § 8.3.

Variantele constructive care s-au impus în ultimii ani sînt următoarele [22]:

- Tiristoare *GTO* cu conducție în invers (*RCGTO* — *Reverse Conducting GTO*), care utilizează șunturi de anod (vezi § 2.16.2) pentru micșorarea atât a timpului de blocare pe poartă, cît și a căderii de tensiune în direct V_T ;

- Tiristoare *GTO* cu poarta „îngropată” (*BGGTO* — *Buried Gate GTO*), în care poarta este „îngropată” în stratul p_2 , ceea ce mărește atât tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod BV_{J3} la 60 V ... 80 V, cît și eficiența controlului procesului de blocare;

- Tiristoare *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL GTO* = *Two Interdigitatation Levels* sau *double interdigitated GTO*), care prezintă avantajul unei tehnologii simple de realizare combinate cu o serie de caracteristici îmbunătățite în comparație cu dispozitivele *GTO* convenționale.

Într-un dispozitiv *TIL GTO*, configurația poartă-catod subdivide structura verticală a tiristorului într-o serie de minitiristoare. Fiecare dintre aceste minitiristoare conține o structură elementară, *pnpn* standard adiacentă unei structuri *pnpn* aparent neregenerative, avînd un emitor n_2 subțire și o bază p_2 groasă (vezi figura 2.95).

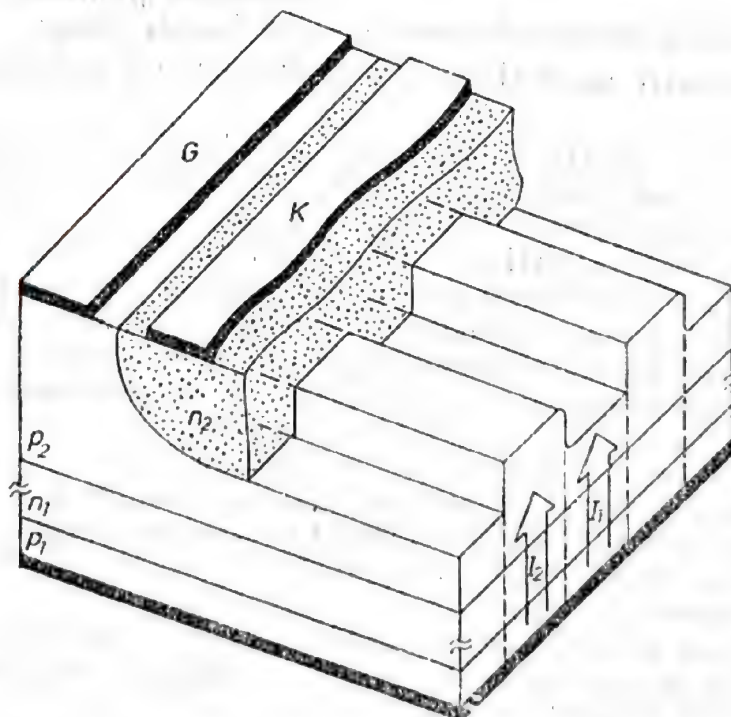


Fig. 2.95. Secțiune printr-un tiristor *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL* = *two interdigitatation levels*).

Schema echivalentă simplificată a unui minitiristor *TIL* este formată dintr-un tranzistor *pnp* care asigură „drive”-ul pentru două tranzistoare *nnp* conectate în paralel (vezi figura 2.96).

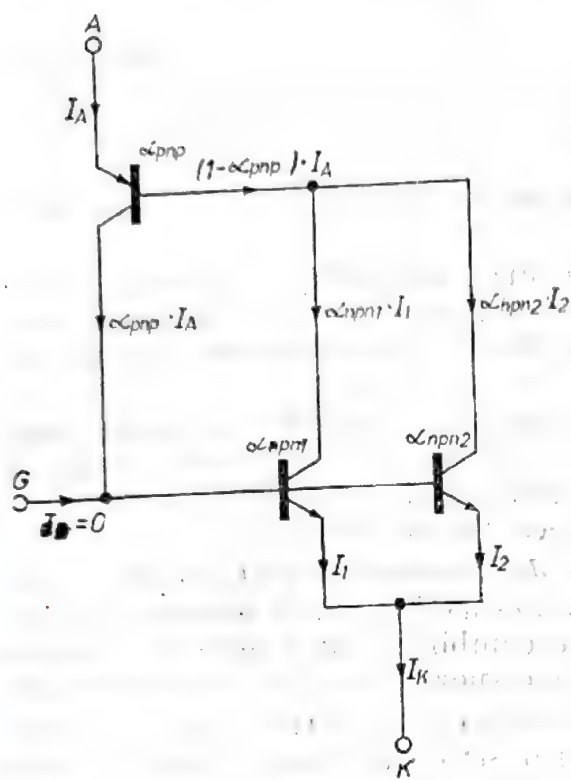


Fig. 2.96. Schemă echivalentă simplificată (unidimensională) a unui tiristor *GTO* cu două nivele de interdigitare.

Rolul funcțional principal zonelor superficiale de catod n_2 este de a asigura o cale preferențială de rezistență laterală scăzută în baza p_2 pentru evacuarea spre terminalul de poartă a curentului (anodic sau de natură parazită) din structura dispozitivului (vezi și figura 2.86).

Avantajele principale ale tiristoarelor *TIL GTO* sînt următoarele [25–29]:

- Posibilitatea extragerii rapide și uniforme a curentului anodic chiar din zonele mai îndepărtate de metalizarea de poartă;
- Atenuarea substanțială a influenței limitative a tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{J3} asupra funcționării dispozitivului;
- Insensibilitate la semnale interne de zgomot, adică la acțiunea curenților paraziți generați, de exemplu, de efectul dV/dt (vezi figura 2.86);
- Sensibilitate ridicată la amorsarea pe poartă, concretizată

prin valori relativ reduse ale parametrilor I_{GT} , I_L și t_{gt} ;

e) Valori relativ mari ale câștigului operațional în blocare G_{off} (S... ..20);

f) Fiabilitate electrotermică ridicată, datorată unei arii finale în conducție la sfîrșitul timpului de stocare t_s (figura 2.94. b) mult superioare celei din tiristoarele *GTO* convenționale.

De remarcă că o particularitate a tiristoarelor *TIL GTO* faptul că în conducție directă curentul anodic este format din componentele I_1 și I_2 (vezi figurile 2.95 și 2.96) corespunzătoare secțiunilor *pnpn* standard, respectiv celor cu bază p_2 groasă ($I_1 \neq I_2$). Pe măsura creșterii densității curentului anodic în conducție directă se produce fenomenul de egalizare a curenților I_1 și I_2 .

Caracteristicile tipice de blocare ale unui tiristor *TIL GTO de putere* ($V_{DRM} = V_{RRM} = 2$ kV; $I_{T(AV)} = 125$ A) cu o arie utilă a catodului de $1,7$ cm² sînt prezentate în figura 2.97.

Se remarcă faptul că:

a) Tiristorul poate comuta fiabil un curent anodic maxim — controlabil de poartă $I_{TQRM} = 600$ A, ceea ce corespunde unei densități de curent de ≈ 350 A/cm²;

b) La un câștig operațional la blocare $G_{off} = 8$, timpul de comutare din starea *on* în starea *off* la un curent $I_{TQRM} = 600$ A este sub 30 μs;

c) Cîştigul la blocare G_{off} creşte odată cu creşterea curentului anodic comutat i_T . Acest comportament implică diminuarea fracţiunii relative a curentului negativ de poartă necesar întreruperii curentului prin tiristor, odată cu creşterea curentului i_T .

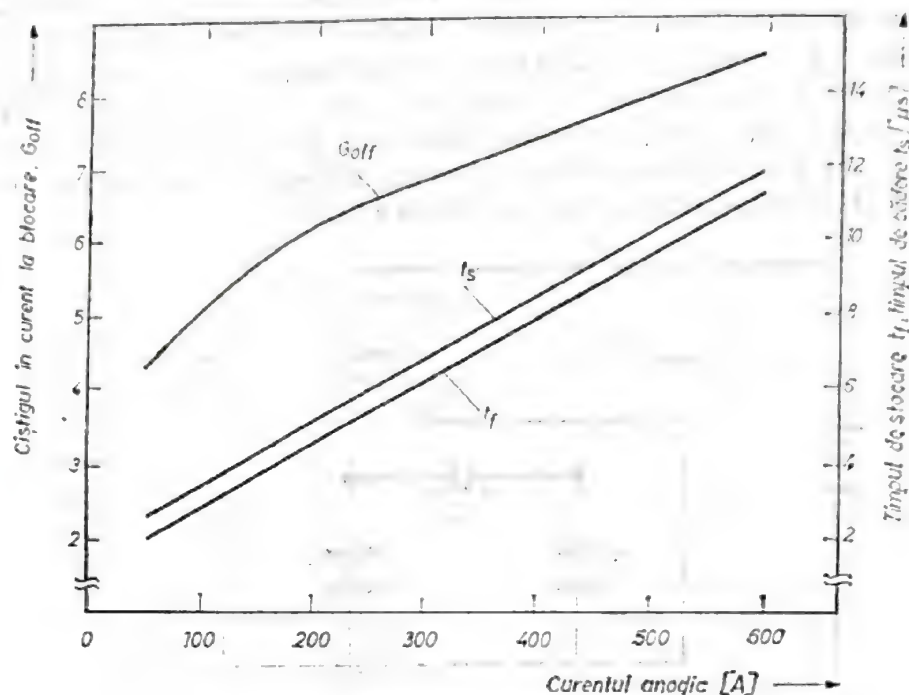


Fig. 2.97. Cîştigul de blocare G_{off} și valorile corespunzătoare ale timpilor de stocare t_s , respectiv de cădere t_f în funcție de curentul anodic comutat pentru un tiristor GTO cu două nivele de interdigitare (TIL) de 2kV/125A avînd aria catodului de 1,7 cm².

Ceilalți parametri electrici ai dispozitivelor TIL GTO de putere au următoarele valori:

- căderea de tensiune în conducție directă $V_T = 1,9$ V (la $I_{TM} = 500$ A; $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$);
- curentul minim de amorsare $I_{GT} = 250$ mA (la $V_D = 6$ V; $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$);
- tensiunea minimă de amorsare $V_{GT} = 700$ mV (la $V_D = 6$ V; $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$);
- timpul de amorsare $t_{gt} = 12$ μs (la $I_{TM} = 600$ A; $G_{on} = 50$);
- capacitatea în dV/dt 1 kV/ μs ($T_{vj} = 125^\circ\text{C}$);
- curentul de menținere $I_H = 2$ A;
- curentul de suprasarcină $I_{TSM} \approx 3,5$ kA ($T_{vj} = 125^\circ\text{C}$);
- tensiunea de străpungere poartă-catod $BV_{GK} = 15$ V.

Parametrii electrici ai tiristoarelor GTO convenționale cu capacitate maximă în curent/tensiune realizate pînă în prezent au următoarele valori:

- tensiunea de blocare $V_{DRM} = 4500$ V;
- curentul anodic maxim-controlabil de poartă $I_{TORM} = 2000$ A;
- timpul de blocare pe poartă $t_{off} = 30$ μs ($I_{TORM} = 2$ kA);
- căderea de tensiune în direct $V_T = 2$ V (la $i_T = 900$ A, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$);

- curentul minim de amorsare $I_{GT} = 800 \text{ mA}$;
- timpul de amorsare $t_{gt} = 10 \text{ } \mu\text{s}$;
- curentul de suprasarcină $I_{TSM} = 14 \text{ kA}$;
- tensiunea de străpungere poartă-catod $V_{GRM} = 16 \text{ V}$.

Aceste tiristoare nu blochează tensiunea inversă aplicată, întrucât au șunturi de anod (vezi §2.16.2) în vederea micșorării timpului t_{gt} .

Utilizarea tiristoarelor *GTO* în locul celor convenționale permite simplificarea atât a circuitelor de forță, cât și a celor de comandă. O modalitate de simplificare a unui circuit de forță utilizând două tiristoare convenționale (T_p și T_a) prin înlocuirea acestora cu un singur tiristor cu blocare pe poartă (*GTO*) este ilustrată în figura 2.98.

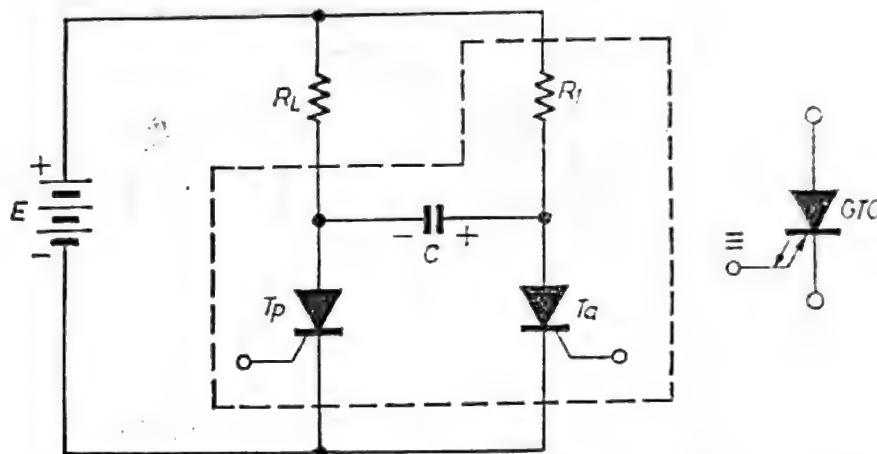


Fig. 2.98. Simplificarea unui circuit de forță clasic utilizând două tiristoare convenționale prin înlocuirea acestora cu un singur tiristor cu blocare de poartă (*GTO*).

2.19. Diacul.

Diacul (*diode ac switch*) este un dispozitiv cu două terminale format din două structuri *pnpn* (diode Shockley) conectate în antiparalel (vezi figura 2.99). Diacul este un dispozitiv bidirecțional, adică este caracterizat prin stări de *on* și *off* atât pentru polarități pozitive, cât și cele negative ale tensiunii anodice. În consecință, diacul este utilizat în aplicații de curent alternativ (de unde provine și denumirea sa de *ac switch*).

Comutatorul bidirecțional *pnpn* (*diacul*) integrează în aceeași structură două diode Shockley, conectate în antiparalel. Simetria structurii diacului se traduce printr-un comportament identic la ambele polarități ale tensiunii aplicate. Caracteristica curent (I) — tensiune (V) și simbolul diacului sînt prezentate în figura 2.100. La aplicarea unei tensiuni pozitive pe terminalul M_1 (vezi figura 2.99.b), devine operațională structura $p_1n_1p_2n_2$ a diacului, în timp ce structura adiacentă $p_1n_1p_2n_2$ este blocată în invers. În momentul în care tensiunea pozitivă aplicată pe M_1 atinge valoarea tensiunii de breakover (V_{FBO}) structura $p_1n_1p_2n_2$ a diacului intră în conducție directă (*on*). Polarității pozitive a tensiunii pe terminalul M_1 îi corespunde caracteristica statică $I-V$ din cadranul I. La aplicarea unei tensiuni negative pe terminalul M_1 (în raport cu M_2), structura $p_1n_1p_2n_2$

este blocată în invers, operațională devenind structura $p_1'n_1'p_2'n_2'$ a diacului. Atunci cind tensiunea negativă pe terminalul M_1 atinge valoarea V_{FBO} , structura $p_1'n_1'p_2'n_2'$ a diacului intră în conducție directă (on). Funcționarea dispozitivului în acest caz este descrisă de caracteristica statică $I - V$ din cadranul III.

Din cele prezentate rezultă că diacul blochează tensiunile aplicate de ambele polarități și conduce în direct în ambele sensuri. Comutarea diacului din starea off în starea on se efectuează prin aplicarea unei tensiuni egale cu V_{FBO} . Amorsarea parazită a diacului se efectuează prin efectul dv/dt (vezi §2.9.1).

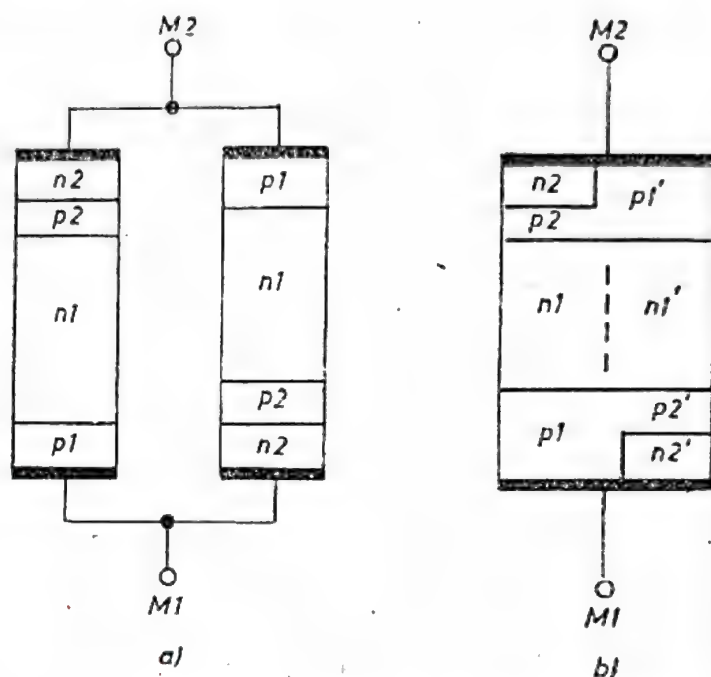


Fig. 2.99. Ilustrarea modalității de integrare a două diode Shockley conectate în antiparalel (a) în structura unui diac (b).

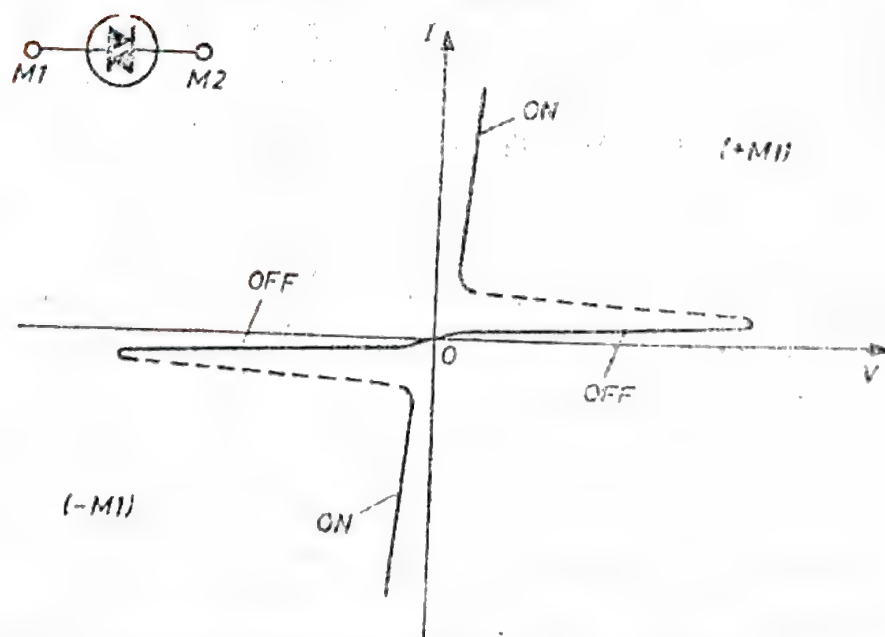


Fig. 2.100. Simbolul și caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unui diac.

2.20. Triacul

Triacul (*triode ac switch*) este un tiristor bidirecțional cu trei terminale, avînd o structură internă formată din șase straturi semiconductoare, care delimitează cinci joncțiuni pn [6] (vezi figura 2.101). Triacul este format de fapt din integrarea pe aceeași structură a două tiristoare convenționale conectate în antiparalel: tiristorul A ($p_1n_1p_2n_2$) și tiristorul B ($p_2n_1p_1n_4$). Metalizările emitorilor n_2 și n_4 se extind peste straturile p_2 și respectiv p_1 astfel încît pot servi ca terminale de contact atît pentru emitorul de catod, cît și pentru cel de anod. Funcționarea ambelor tiris-

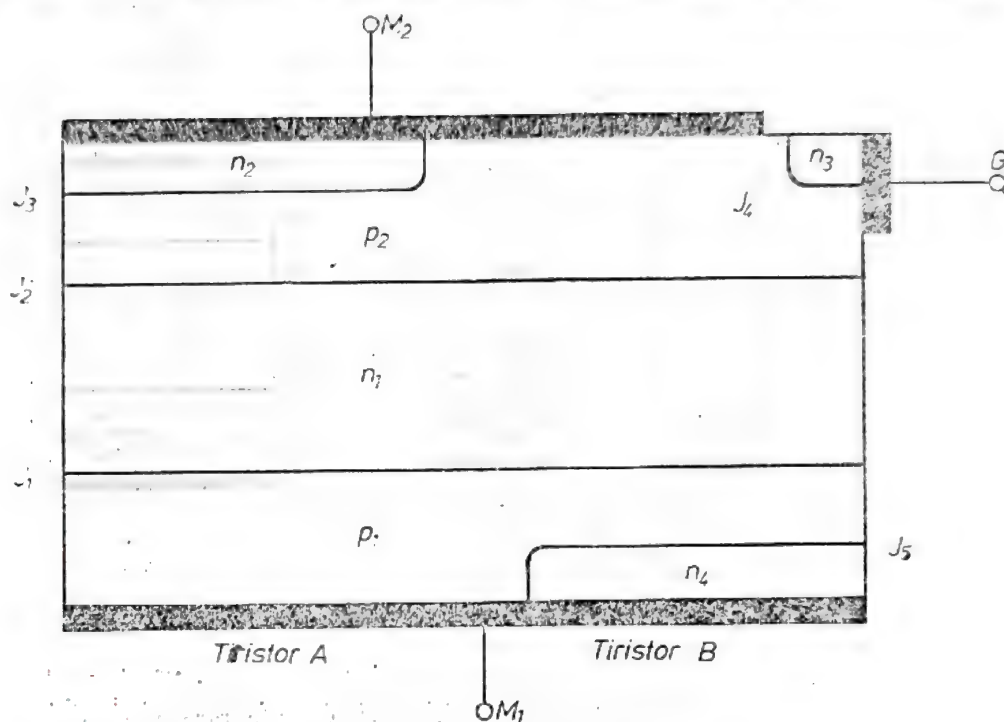


Fig. 2.101.
Structura
unui triac.

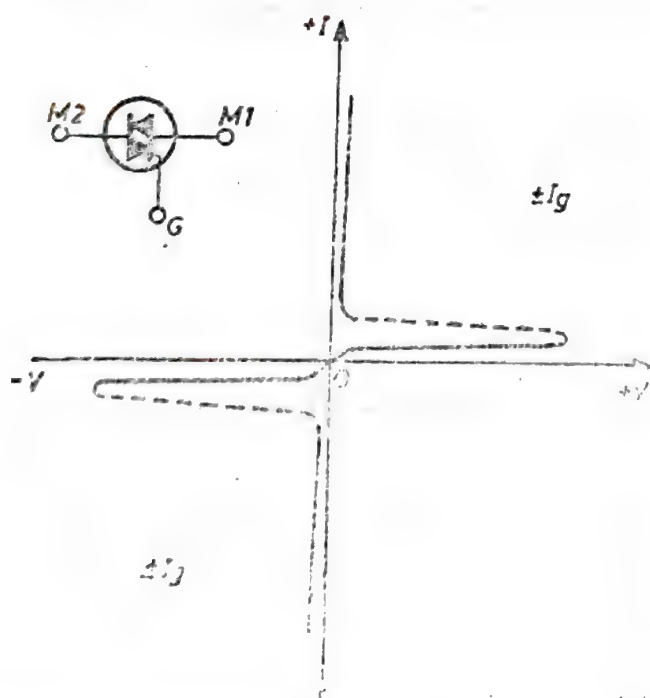


Fig. 2.102. Simbolul și caracteristica curent (I) - tensiune (V) a unui triac.

toare (A și B) este controlată de un singur terminal de comandă (poarta G). Joncțiunea „de poartă” (J_4) este formată din straturile semiconductoare p_2 și n_3 . Prezența joncțiunii „de poartă” permite controlul conducției curentului prin dispozitiv în ambele sensuri, prin aplicarea semnalelor bipolare între terminalul G și unul dintre celelalte două terminale (M_1 și M_2) [4, 6].

Ca și diacul, triacul poate bloca tensiuni aplicate în ambele sensuri între terminalele M_1 și M_2 . Această similitudine a celor două dispozitive se reflectă în caracteristica statică $I-V$ a triacului (vezi figura 1.102). Spre deosebire

însă de diac, funcționarea triacului este controlată de semnalul ($\pm I_G$) aplicat pe poartă. Datorită acestei proprietăți, triacul este utilizat în circuite de curent alternativ, aplicațiile sale cele mai frecvente fiind în domeniul controlului vitezei motoarelor, a temperaturii, a iluminării etc. [6].

Principiul de funcționare al triacului [4, 6] este descris în conjuncție cu figura 2.103.

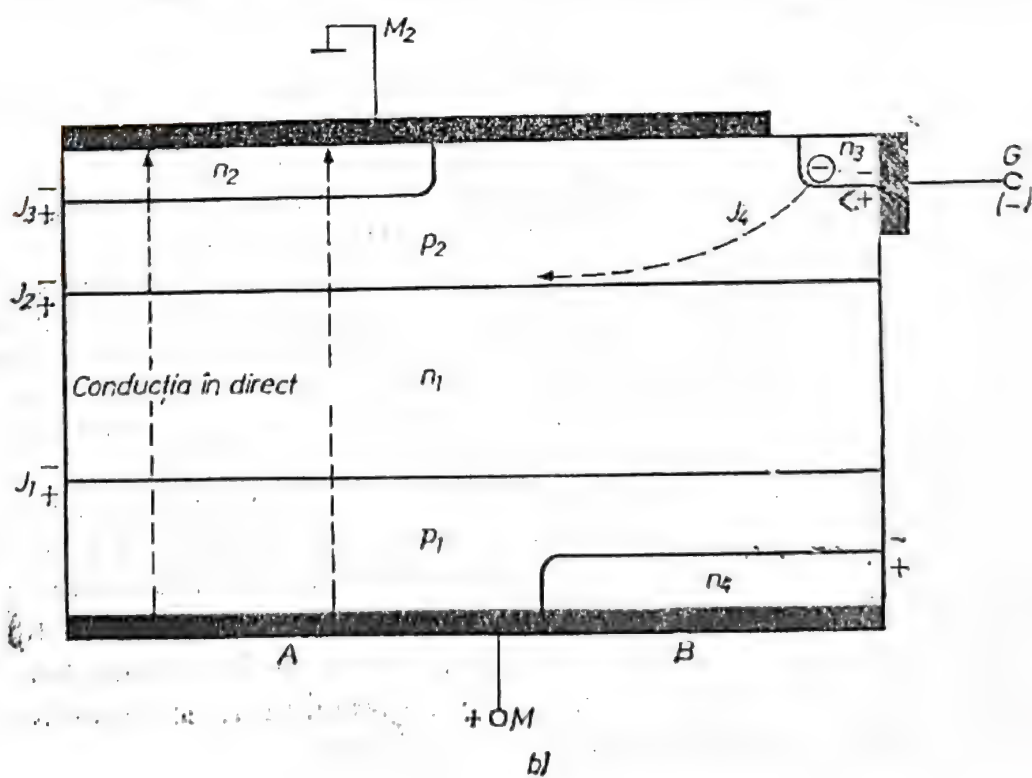
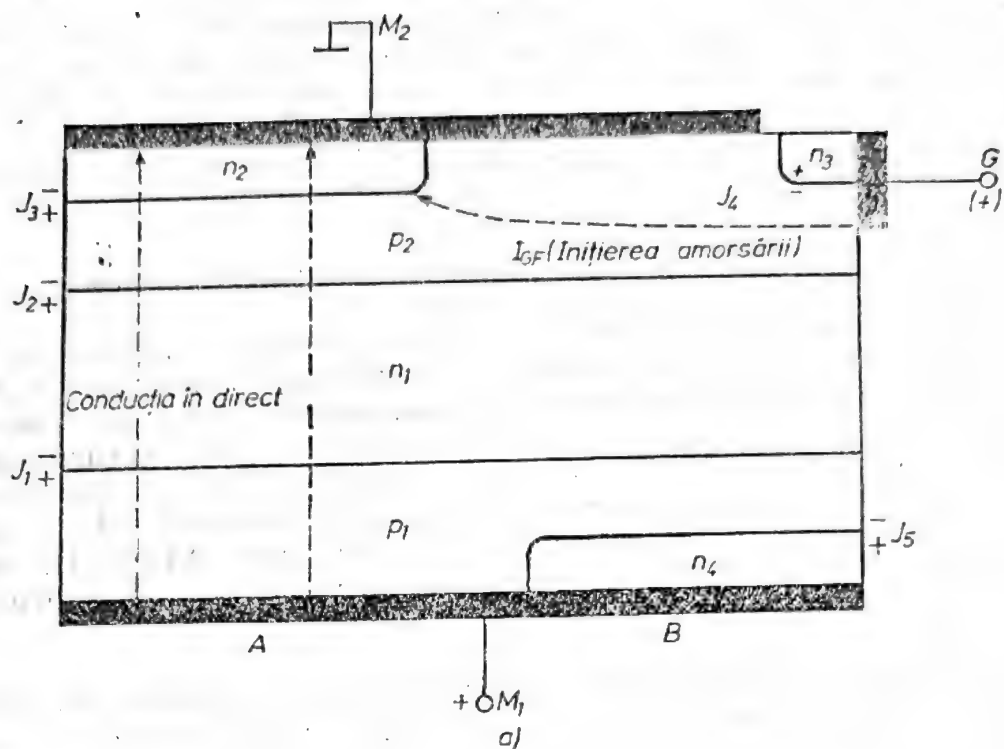
Atunci când terminalul M_1 este pozitivat în raport cu terminalul M_2 , iar pe poartă (G) se aplică un semnal pozitiv față de M_2 , repartiția tensiunilor pe cele cinci joncțiuni este cea indicată în figura 2.103.a. În acest caz, joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în direct, iar joncțiunile J_2 , J_4 și J_5 sînt polarizate în invers. Curentul de comandă injectat prin metalizarea de poartă în stratul p_2 determină intrarea în conducție a structurii $p_1n_1p_2n_2$ (tiristorul A). Sensul de curgere al curentului prin structură este de la terminalul M_1 la M_2 . Acestui mod de funcționare (semnal $+I_G$) îi corespunde caracteristica $I-V$ din cadranul I (vezi figura 2.102). În timpul acestui proces, tiristorul B rămîne inactiv, întrucît joncțiunile sale de emitor (J_2 și J_5) sînt polarizate în invers.

În cazul cînd terminalul M_1 este polarizat pozitiv față de M_2 , însă pe poarta G se aplică un semnal negativ față de M_2 , situația este identică cu cea din cazul precedent, cu deosebirea că joncțiunea J_4 este polarizată în direct (vezi figura 2.103.b). Ca urmare, stratul n_3 va injecta electroni în stratul p_2 . Acești electroni sînt transportați prin baza n_1 la joncțiunea J_1 , determinînd o injecție de goluri din stratul p_1 în n_1 . Conducția în direct este preluată de structura $p_1n_1p_2n_2$ (tiristorul A). Sensul de curgere al curentului prin structură este de la terminalul M_1 la M_2 . Acestui mod de funcționare (cazul $-I_G$) îi corespunde tot caracteristica $I-V$ din cadranul I (vezi figura 2.102). În timpul procesului descris mai sus, tiristorul B rămîne inactiv, întrucît joncțiunile sale de emitor (J_2 și J_5) sînt polarizate în invers.

Atunci cînd terminalul M_1 este polarizat negativ în raport cu M_2 , joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în invers, în timp ce joncțiunile J_2 și J_5 sînt polarizate în direct (figura 2.103.c și d). Operațional în acest caz devine tiristorul B , în timp ce tiristorul A este inactiv, întrucît ambele sale joncțiuni de emitor (J_1 și J_3) sînt polarizate în invers.

În cazul cînd semnalul aplicat pe poartă (G) este pozitiv față de terminalul M_2 (vezi figura 2.10.c) joncțiunea de poartă (J_4) este polarizată în invers, fiind în consecință inactivă. Semnalul pozitiv aplicat pe poartă este injectat direct în stratul p_2 prin metalizarea G , determinînd intrarea în conducție a structurii $p_2n_1p_1n_4$ (tiristorul B). Sensul curentului prin structură este de la terminalul M_2 la M_1 (vezi figura 2.103.c).

În cazul cînd semnalul aplicat pe poartă (G) este negativ în raport cu terminalul M_2 (vezi figura 2.103.d), joncțiunea de poartă J_4 este polarizată în direct. Ca urmare, amorsarea tiristorului B este inițiată de injecția de electroni din stratul n_3 în stratul p_2 . Conducția curentului în direct se stabilește prin structura $p_2n_1p_1n_4$, cu sensul de la terminalul M_2 la M_1 . Acestor două moduri de funcționare ale triacului le corespunde caracteristica $I-V$ din cadranul III (vezi figura 2.102).



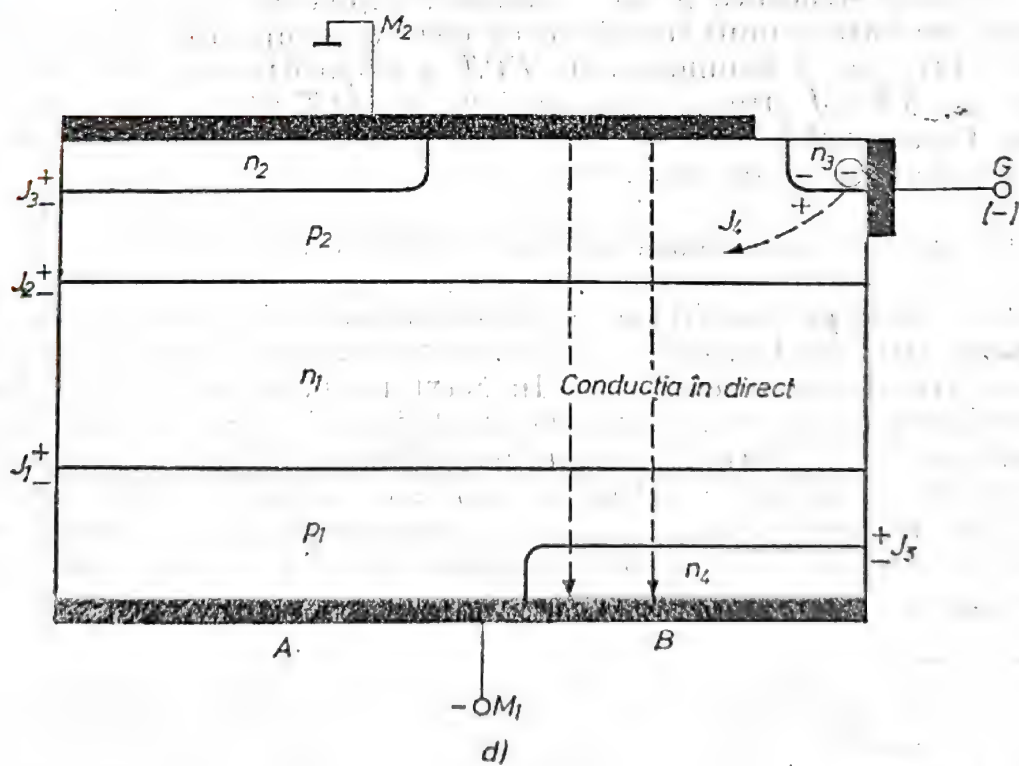
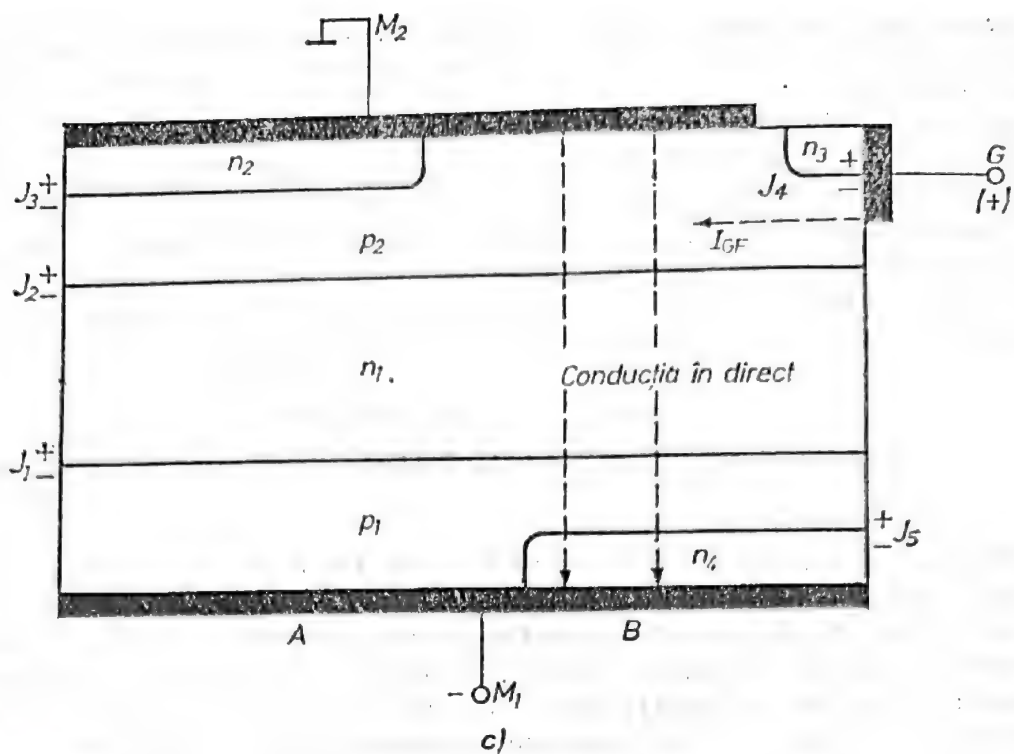


Fig. 2.103. Ilustrarea principiului de funcționare și a sensului de curgere a curentului în conducție directă în cele patru moduri posibile de amorsare ale unui triac.

Avantajul integrării a două tiristoare în antiparalel pe același cip rezidă în simetria perfectă a caracteristicilor de ieșire, în eliminarea unei capsule adiționale și a conexiunilor externe aferente. Integrarea a două tiristoare pe același cip are însă drept consecință o subutilizare a ariei utile a triacului, întrucât în oricare din modurile de lucru descrise în conducție se află doar o jumătate a structurii [6].

Triacurile se fabrică în prezent într-o gamă largă de curenți și tensiuni (pînă la 1600 V).

Pentru compensarea nesimetriilor caracteristicii de intrare ale unui triac, în comanda acestui dispozitiv în c.a. se utilizează diacul [6].

2.21. Tiristorul cu inducție statică (tiristorul controlat de cîmp)

*Tiristorul cu inducție statică (SIT — Static Induction Thyristor) sau tiristorul controlat (cu efect) de cîmp (FCT — Field-Controlled Thyristor) ** este un dispozitiv de comutație avînd caracteristici și destinații funcționale similare cu cele ale unui tiristor convențional. Dispozitivul are capacitatea de a bloca tensiunea atît în direct, cît și în invers și are o cădere de tensiune redusă în starea de conducție directă (*on*), [6, 19, 20].

Un *SIT/FCT* (vezi figura 2.104) are o structură p^+nn^+ , asemănătoare unei diode *pin* (vezi § 2.3.3), în care regiunea $n(i)$ încorporează zone p^+ puternic dopate conectate la terminalul de poartă (*G — gate*). Zonele puternic dopate p^+ și n^+ ale structurii p^+nn^+ sînt conectate la terminalul denumit *anod* (*A*), respectiv la terminalul de *catod* (*K*). Canalul de tip *n* al structurii p^+nn^+ formează, împreună cu *grila* (poarta) p^+ , structura de bază a unui tranzistor cu efect de cîmp (*TEC-J*) de putere, de unde provine și denumirea de *FCT* a dispozitivului. Spre deosebire însă de un *TEC-J* (tranzistor unipolar), un *SIT/FCT* este un dispozitiv bipolar. Caracterul bipolar al structurii unui *SIT/FCT* este conferit de prezența stratului p^+ de anod. **

Principiul de funcționare al dispozitivului este următorul [6, 19, 20].

Atunci cînd pe anod (*A*) se aplică o tensiune pozitivă față de catod (*K*), iar poarta (*G*) este lăsată în gol (figura 2.104.a), dispozitivul se află în starea de conducție directă (*on*). În acest regim de lucru, *SIT/FCT* se comportă ca o diodă p^+in^+ la nivel mare de injecție (vezi § 2.3.3). Curentul prin dispozitiv este format de golurile și electronii injectați de stratul de anod p^+ , respectiv de stratul de catod n^+ , în canalul *n*. Caracterul bipolar al injecției, modulează (micșorează) substanțial rezistivitatea canalului *n*, ceea ce are drept consecință o valoare redusă a căderii de tensiune pe dispozitiv în starea *on*.

* Denumirea de *Static Induction Thyristor (SIT)* este utilizată de firmele japoneze (de exemplu, *Hitachi*), prin analogie cu tranzistorul omonim (*Static Induction Transistor*). Denumirea comercială a aceluiași dispozitiv, dată de firma General Electric din S.U.A., este de *Field-Controlled Thyristor*.

** Prin eliminarea stratului p^+ de anod și conectarea terminalului *A* direct pe stratul *n* se obține structura unui *TEC-J* cu canal de tip *n*.

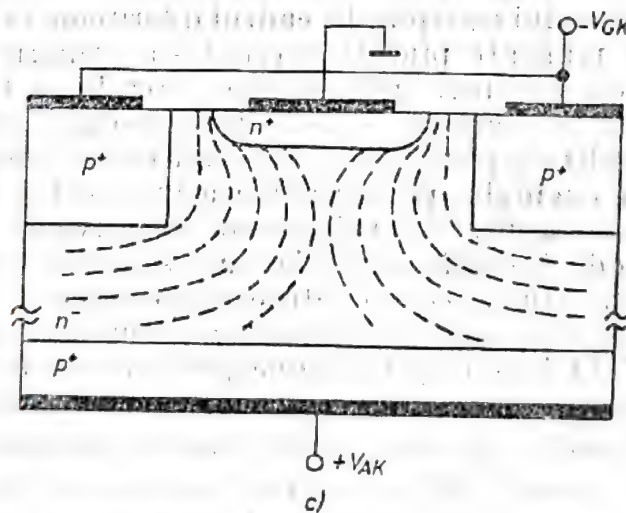
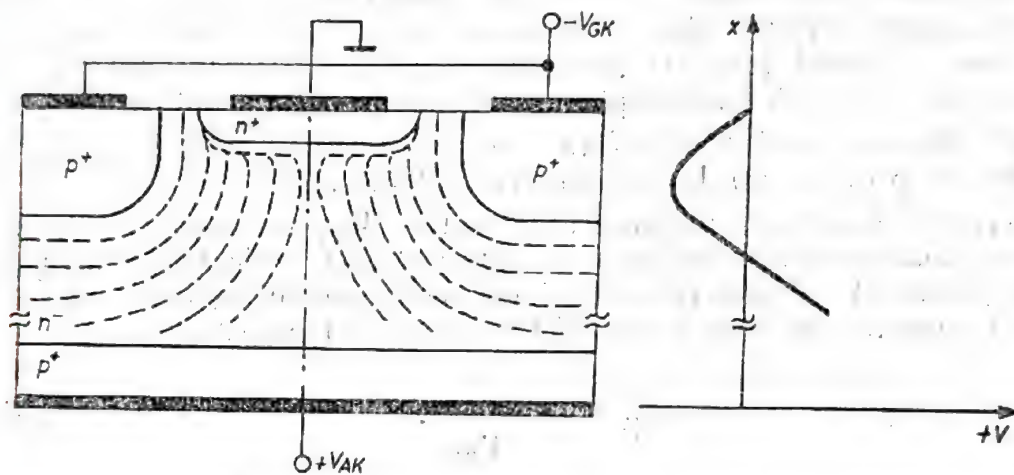
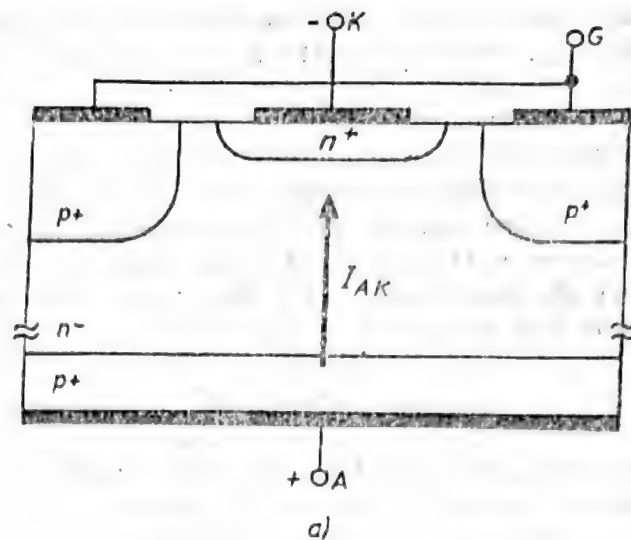


Fig. 2.104. (a) Structura clasică a unui SIT/FCT aflat în conducție directă; (b) Ilustrarea principiului blocării unui SIT/FCT prin aplicarea unei tensiuni negative pe poartă ($-V_{GK}$) față de catod și a distribuției de potențial ($+V$) în starea de blocare directă pe axa verticală a dispozitivului; (c) Ilustrarea schematică a expansiunii regiunii de sarcină spațială în substratul n al unui SIT/FCT la polarizarea cu tensiunea ($-V_{GK}$) a gridului p^+ avînd pereți paraleli.

La aplicarea unei tensiuni negative pe terminalul de poartă (G) în raport cu catodul (vezi figura 2.104,b) o parte a curentului prin dispozitiv este deviată spre zonele p^+ , care devin, datorită negativării lor, colectori eficienți de goluri, iar între zonele p^+ și substratul n apare o zonă de sarcină spațială (fenomen identic cu cel dintr-un $TEC-J$). Dacă tensiunea inversă ($-V_{GK}$) aplicată pe poartă este suficient de mare, regiunile de sarcină spațială dintre zonele p^+ și substratul n se ating sub zona n^+ de catod, închizând astfel canalul prin care curge curentul anodic și stabilesc o barieră de potențial ($-V$). În figura 2.104.b sînt prezentate liniile echipotențiale din regiunea golită la tensiuni ($-V_{GK}$) de valoare absolută crescîndă, precum și distribuția potențialului V pe axa de simetrie a structurii. Se observă că potențialul V variază de la o valoare pozitivă, asociată tensiunii aplicate pe anod, la o valoare negativă maximă și apoi la zero (corespunzător catodului legat la masă). „Groapa de potențial” de sub stratul n^+ constituie o barieră pentru electroni, împiedicînd injecția acestora din zona n^+ de catod în substratul n . Fără o sursă de electroni, care să mențină neutralitatea sarcinii în regiunea n a structurii, anodul nu poate injecta goluri, și în consecință, dispozitivul trece în starea de blocare în direct (*off*). Pentru tranziția dispozitivului din starea *off* în starea *on* este suficientă îndepărtarea tensiunii inverse aplicate pe poartă.

La aplicarea unei tensiuni inverse pe structura SIT dispozitivul se comportă ca o diodă *p-n* la blocare (vezi §2.3.3).

Raportul μ între tensiunea anod-catod V_{AK} maximă care poate fi blocată și tensiunea inversă poartă-catod ($-V_{GK}$) aplicată pentru a menține dispozitivul blocat (în starea *off*) se numește cîștig la blocare în direct în curent continuu (*forward blocking gain*) [6, 19, 20].

$$\mu = - \frac{V_{AK}}{V_{GK}}. \quad (2.121)$$

Valoarea acestui cîștig este funcție de forma/adîncimea zonei și de rezistivitatea substratului de tip n . În cadrul diferitelor variante constructive ale SIT/FCT realizate pînă în prezent s-a urmărit obținerea unui cîștig la blocare μ cît mai mare pentru a se putea bloca tensiuni V_{AK} cît mai mari cu tensiuni de poartă rezonabile. Dezavantajul principal al structurii cu zona p^+ realizată prin difuzie îl constituie cîștigul mic la blocare ($\mu \approx 4$). Astfel, de exemplu, pentru a bloca în direct o tensiune $V_{AK} = 600$ V este necesară aplicarea unei tensiuni negative de $V_{GK} = -150$ V între poartă și catod. Această particularitate se datorează curbării joncțiunii realizate prin difuzie, ceea ce duce la creșterea lățimii canalului n pe direcția de la catod la anod. Înlăturarea acestui dezavantaj s-a realizat în structuri de SIT/FCT avînd pereții zonei p^+ verticali (vezi figura 2.104.c). Se observă că datorită faptului că pereții sînt paraleli, atingerea regiunilor de sarcină spațială are loc pe întreaga lungime a canalului n . Cu structur de tipul celei din figura 2.104.c s-au realizat dispozitive care blochează tensiuni directe $V_{AK} = 1000$ V prin aplicarea unei tensiuni inverse pe poartă de numai $V_{GK} = -32$ V. Cele mai performante dispozitive de tip SIT/FCT , utilizînd zone p^+ „îngropate”, au următorii parametri electrice de bază :

— Tensiunea maximă de blocare anod-catod $V_{AK} = 2500$ V ;

- curenul mediu anodic $I_{T(AV)} = 300 \text{ A}$;
- timpul de amorsare $t_{on} = 2 \text{ } \mu\text{s}$ (la $I_T = 1 \text{ kA}$);
- timpul de blocare $t_{off} = 3,1 \text{ } \mu\text{s}$ (la $I_T = 1 \text{ kA}$);
- căderea de tensiune în conducție directă $V_T = 1,8 \text{ V}$ la $i_T = I_{T(AV)} = 300 \text{ A}$;
- capacitatea în $dv/dt > 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$;
- capacitatea în $di/dt > 1400 \text{ A}/\mu\text{s}$;
- curenul anodic maxim controlabil $= 3000 \text{ A}$.

Realizarea unor dispozitive *SIT/FCT* performante este asociată unor tehnologii elaborate, deci unor costuri mari de fabricație.

Locul *SIT/FCT* în familia dispozitivelor semiconductoare cu comanda integrală a funcționării de către terminalul de comandă (poartă/grilă sau bază) este ilustrat în *Tabelul 2.4*. Se remarcă faptul că singurele dispozitive care pot opera la tensiuni și curenți mari sînt cele de tip *SIT/FCT* și tiristoarele *GTO*. *SIT/FCT* au intrinsec o viteză de amorsare și blocare mai bună decît un tiristor *GTO*, deoarece pentru trecerea dispozitivului în stare de conducție este suficientă îndepărtarea tensiunii ($-V_{GK}$) de polarizare a porții, iar timpul de tranziție din starea *on* în starea *off* este dictat de durata procesului de îndepărtare al purtătorilor minoritari din substratul *n*. Absența ciclului regenerativ, caracteristic structurilor *pnpn*, conferă dispozitivelor *SIT/FCT* o imunitate ridicată la dv/dt static și le permite să opereze la temperaturi maxime mai ridicate decît tiristoarele convenționale sau *GTO*. Dezavantajul dispozitivelor *SIT/FCT* constă în faptul că starea lor normală este de *on*, polarizarea porții fiind utilizată pentru menținerea structurii în stare de blocare [6, 19, 20, 22].

[2.22. Tipuri avansate de tiristoare

Tendința dominantă în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere avînd un terminal de comandă (poartă/bază) pentru controlul integral (*on/off*) al proceselor de comutație este micșorarea puterii de intrare necesare funcționării în diferite moduri de lucru (mărirea impedanței de intrare) simultan cu mărirea densității de curent comutate (micșorarea căderii de tensiune în direct, adică a rezistenței r_{on} prezentate în starea *on*) [20, 22].

Caracteristicile principale ale dispozitivelor de comutație cu controlul integral al secvențelor *on/off* de către terminalul de comandă sînt prezentate comparativ în *Tabelul 2.4*. Se observă că dispozitivele unipolare (*TEC-J*, *TEC-MOS*), care au o rezistență mare de intrare, necesită o putere extrem de redusă pentru comanda porții, în timp ce dispozitivele bipolare (tiristorul *GTO*, *SIT/FCT*, tranzistorul bipolar) au ca trăsătură distinctivă densitatea relativ mare a curentului în conducție directă.

Îmbinarea acestor două caracteristici într-un singur dispozitiv s-a realizat prin integrarea funcțională bipolară — MOS (*Bi-MOS*).

Principiul integrării funcționale *Bi-MOS* care stă la baza realizării dispozitivelor cu „poartă izolată” este ilustrat în figura 2.105. Tranzistorul bipolar *npn*, respectiv *MOS* cu canalul *n*, conectate în configurația Darlington, sînt realizate pe același cip. O tensiune pozitivă de valoare suficient de ridicată aplicată pe terminalul grilei deschide tranzistorul *MOS* care asigură curentul de bază al tranzistorului bipolar. În starea de conducție directă aproape întregul curent prin dispozitiv tranzitează prin tranzistorul bipolar. Atunci cînd tensiunea grilei-sursă (V_{GS}) a tranzistorului *TEC-MOS* este zero, prin structura acestui dispozitiv nu trece curent. Ca urmare, baza tranzistorului bipolar este în gol și în consecință, structura *Bi-MOS* se află în starea *off*. Se observă că :a) dispozitivul *Bi-MOS* nu consumă practic putere de intrare, întrucît curentul absorbit de grila tranzistorului *MOS* este practic nul; b) în starea *on* comportamentul structurii *Bi-MOS* este dictat în principal de tranzistorul bipolar [20, 22].

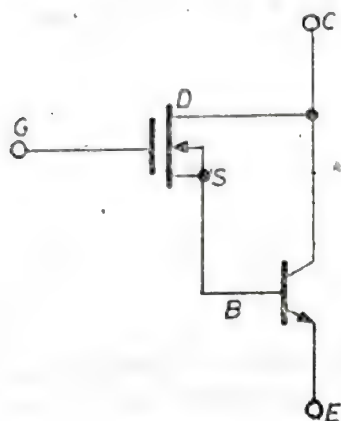


Fig. 2.105. Ilustrarea ideii de integrare funcțională a unui *TEC-MOS* cu un tranzistor bipolar (dispozitiv *Bi-MOS*).

Beneficiile integrării *Bi-MOS* sînt și mai evidente în cazul tiristoarelor, întrucît acestea sînt singurele dispozitive care pot opera la curenți și tensiuni mari.

Dispozitivul realizat pe baza integrării funcționale a unei structuri *pnpn* cu o poartă de tip *MOS* și care s-a impus în ultimii 5 ani poartă denumirea de *tranzistor cu poartă izolată* (*Insulated Gate Transistor = IGT*)*. Structura verticală a unui dispozitiv *IGT* (vezi figura 2.106) este similară cu cea a unui tiristor [20, 22]. Ca urmare, un *IGT* are o capacitate ridicată de blocare a tensiunii atît în direct, cît și în invers (vezi figura 2.107).

Principiul de funcționare al dispozitivului este următorul. La aplicarea unei tensiuni pozitive pe terminalul de colector (*C*) față de emitor (*E*), dispozitivul se află în starea de blocare în direct. Amorsarea are loc prin aplicarea unei tensiuni pozitive pe poarta (*G*) *MOS* (față de emitor), care determină apariția unui canal de inversie la interfața dintre baza *p* și oxid (SiO_2). Inițierea conducției în direct are loc prin injecția de electroni din stratul n^+ de emitor în baza *n*, via stratul de inversie. Electronii ajunși la joncțiunea J_1 determină o injecție puternică de goluri din stratul p^+ de colector în baza *n*. Natura bipolară a curentului în starea *on*, format din electronii injectați de emitorul n^+ și din golurile injectate de stratul p^+ , modulează conductivitatea bazei *n*, ceea ce se traduce printr-o cădere de tensiune redusă în conducție directă. Calea principală a curentului în conducție directă este cea a componentei de electroni, care urmează traseul: joncțiunea J_1 — poarta *MOS* (vezi figura 2.108). Curentul de goluri urmează traseul: stratul p^+ — baza *n* — baza *p* — emitorul n^+ . Pentru prevenirea fenomenului de *latch-up* (*agățare*), care se manifestă prin pierderea controlului porții asupra funcționării dispozitivului *IGT*, tranzisto-

* Dispozitivul poartă și denumirile de *COMFET* (*Conductivity — Modulated — Field — Effect Transistor*) sau *Bipolar — Mode MOSFET*.

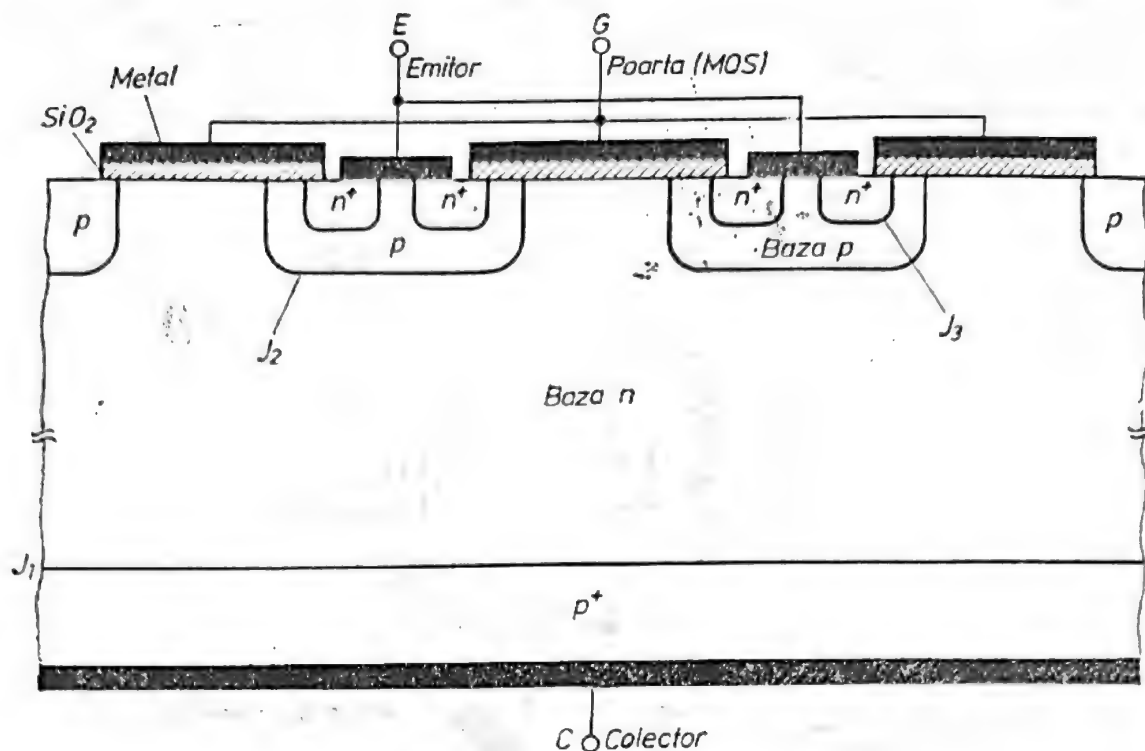


Fig. 2.106. Geometria verticală a structurii unui tranzistor cu poartă izolată (IGT).

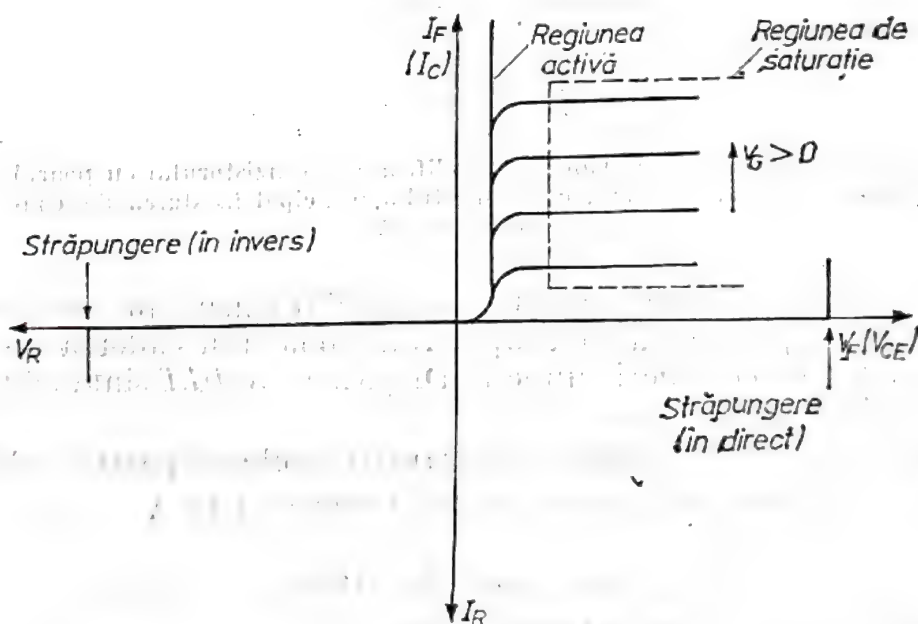


Fig. 2.107. Caracteristica statică de ieșire curent (I) — tensiune (V) a unui tranzistor cu poartă izolată (IGT).

rul npn este „inactivat” prin realizarea unor șunturi în emitorul n . Prin intermediul acestor șunturi de rezistență R_s (figura 2.108) baza este conectată nemijlocit la metalizarea emitorului. Tranziția dispozitivului IGT din starea on în starea off se realizează prin scăderea la zero a potențialului porții G , ceea ce are drept rezultat închiderea practic instantanee a căii de curent prin tranzistorul MOS (vezi figura 2.108). Timpul de blocare este determinat în principal de procesul de recombinare al purtătorilor

minoritari (goluri) în baza n . În vederea micșorării timpului de blocare al dispozitivelor IGT se utilizează iradierea cu electroni (vezi § 2.14.1).

Caracteristica statică $I-V$ a unui IGT în conducție directă se aseamănă cu cea a unui $TEC-MOS$ (figura 2.107), având două regiuni distincte: activă și de saturație.

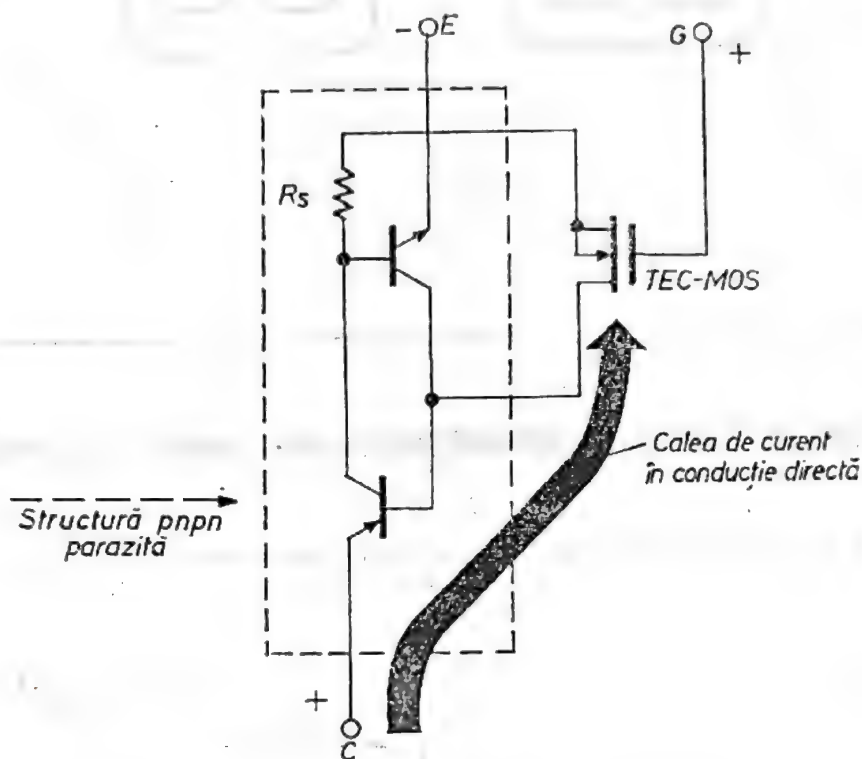


Fig. 2.108. Schema echivalentă simplificată a tranzistorului cu poartă izolată (IGT) cu indicarea căii curentului principal în starea de conducție directă.

Avantajul esențial al dispozitivelor IGT îl constituie puterea practică consumată pe poartă în timpul funcționării și căderea de tensiune redusă în starea de conducție directă. Dispozitivele IGT sînt incluse pentru comparație în Tabelul 2.4.

Apărute la sfîrșitul anului 1982, tranzistoarele cu poartă izolată (IGT) sînt fabricate în prezent la puteri de 25 A/800 V și 10 A/2000V.

Există și alte utilizări ale structurilor MOS pentru îmbunătățirea performanțelor tiristoarelor de putere. Una dintre acestea o constituie șunturile de catod controlate de structuri MOS , care înlătură dezavantajele principale ale șunturilor convenționale. Utilizarea structurilor MOS în tiristoare GTO a condus la apariția dispozitivului $MOS GTO$, a cărui blocare se bazează pe devierea curentului principal printr-o cale de joasă impedanță. Ideea aplicării *integrării funcționale Bi-MOS* în tehnologia tiristoarelor cîștigă din ce în ce mai mult teren, fiind una dintre tendințele dominante în domeniul cercetărilor vizînd ameliorarea performanțelor dispozitivelor bazate pe structura $pnpn$ [20, 22].

2.23. Diode electroluminescente (LED)

Diodele electroluminescente (LED — *Light Emitting Diodes*) sînt în esență joncțiuni semiconductoare care, polarizate direct, emit radiații optice (fotoni) în zonele de vizibil și infraroșu ale spectrului electromagnetic [6, 16].

Emisia de fotoni dintr-o joncțiune *pn* polarizată direct are loc ca urmare a recombinării radiative a electronilor aflați la marginea inferioară a benzii de conducție cu golurile aflate la marginea superioară a benzii

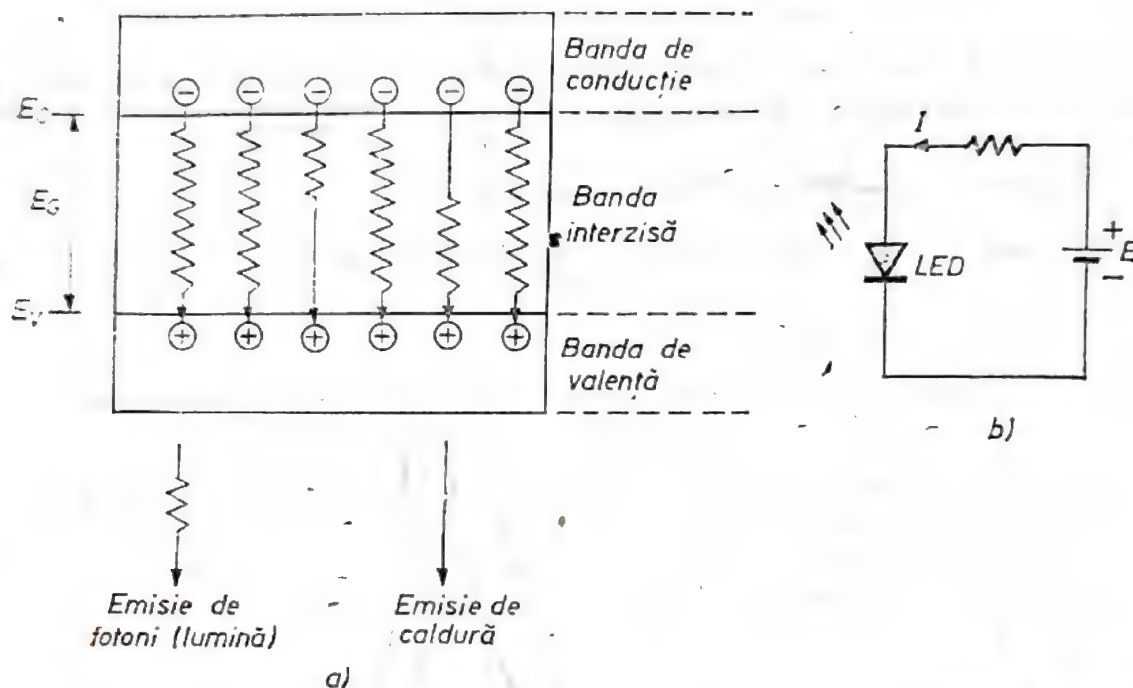


Fig. 2.109. Recombinarea bandă-bandă într-un semiconductor (a) și polarizarea unui LED(b).

de valență (vezi figura 2.109). Energia fotonilor emiși corespunde lățimii E_G a benzii interzise a materialului semiconductor

$$h\nu = E_G \quad (2.123)$$

unde $h = 6,626 \times 10^{-34}$ Js este constanta lui Planck iar ν este frecvența fotonului.

Lungimea de undă λ_c a radiației emise rezultă înlocuind în (2.123) $\nu = c/\lambda$ ($c = 2,997 \times 10^8$ m/s este viteza luminii):

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_G} \quad (2.124)$$

care se rescrie înlocuind valorile numerice pentru h și c

$$\lambda_c = \frac{1,24}{E_G[\text{eV}]} [\mu\text{m}]. \quad (2.125)$$

Pentru excitarea optică a dispozitivelor semiconductoare din siliciu sînt utilizate *LED*-uri realizate din GaAs ($E_g = 1,42$ eV la 300 K). Conform relației (2.125), lungimea de undă λ_e , corespunzătoare maximului emisiei luminoase a unui *LED* din GaAs este

$$\lambda_e = \frac{1,24}{1,42 \text{ (eV)}} \approx 0,87 \text{ } \mu\text{m} \quad (2.126)$$

Această lungime de undă corespunde zonei de infraroșu a spectrului energiei radiante (vezi figura 2.110). Distribuția emisiei spectrale a *LED*-urilor din GaAs este prezentată în figura 2.111 împreună cu sensibilitatea relativă în răspuns la excitația optică a unor dispozitive optoelectronice de putere. Se observă că diodele electroluminescente cu emisie luminoasă în

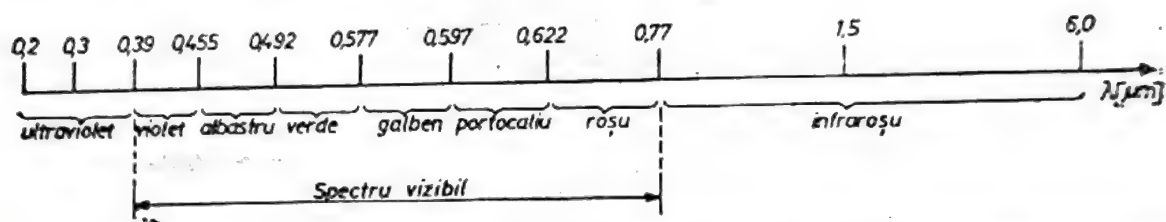


Fig. 2.110. Lungimile de undă corespunzătoare zonelor ultraviolet, vizibil și infraroșu ale spectrului.

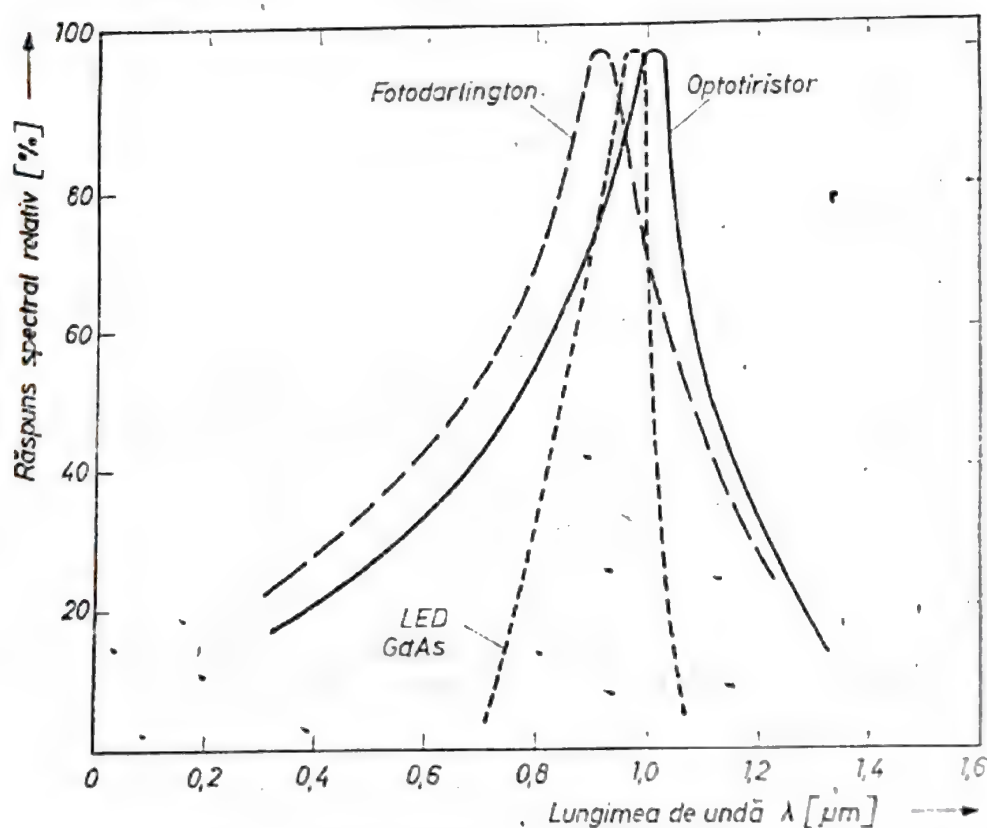


Fig. 2.111. Intensitatea relativă a emisiei luminoase pentru diodele electroluminescente din GaAs și sensibilitatea relativă în răspuns la excitația optică a fototranzistorului și fototiristorului din siliciu.

infraroșu sînt cele mai adecvate pentru comanda optică a dispozitivelor semiconductoare din siliciu (vezi § 2.8.2 și 2.17).

O caracteristică relevantă a unui *LED* este dependența puterii optice emise H_o (în mW) de curentul de intrare (vezi figura 2.112). Eficiența unui *LED* (puterea optică generată la un curent de excitație constant) scade odată cu creșterea temperaturii ambiante T_A , întrucît în acest caz, în procesele de recombinare, tranzițiile indirecte * (via trape) capătă o pondere crescîndă.

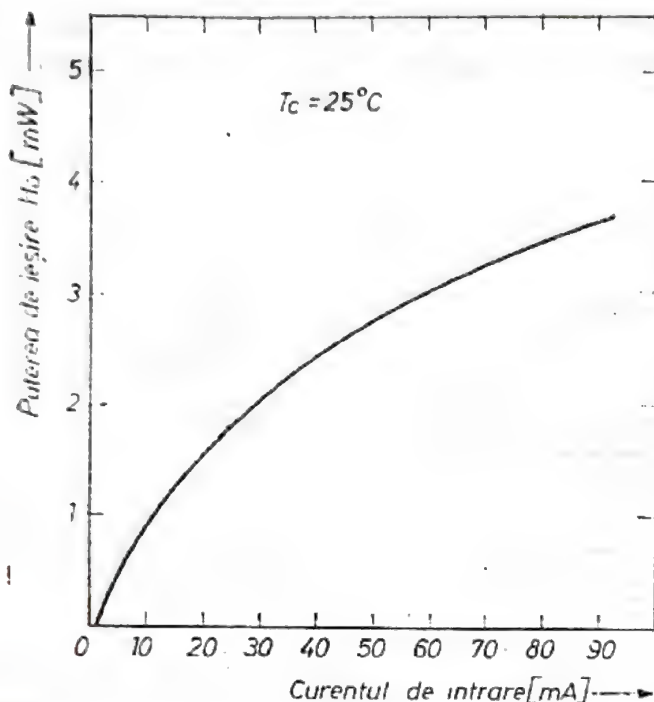


Fig. 2.112. Dependența tipică a puterii optice H_o emise de un *LED* de curentul său de intrare.

Comanda diodelor electroluminescente în impulsuri permite mărirea amplitudinii curentului de excitație și, deci, a puterii optice generate. Factorul de umplere al impulsurilor de curent trebuie ales astfel încît curentul mediu de excitație al diodei să nu depășească valoarea maximă a curentului, specificată în foaia de catalog.

Structura constructivă a unui *LED* este ilustrată în figura 2.113. Diferitele variante constructive influențează performanțele optice ale acestor dispozitive [16].

Puterea optică efectivă H_e receptată de la un *LED*

depinde de unghiul preferențial de radiație al acestor dispozitive optoelectronice [16].

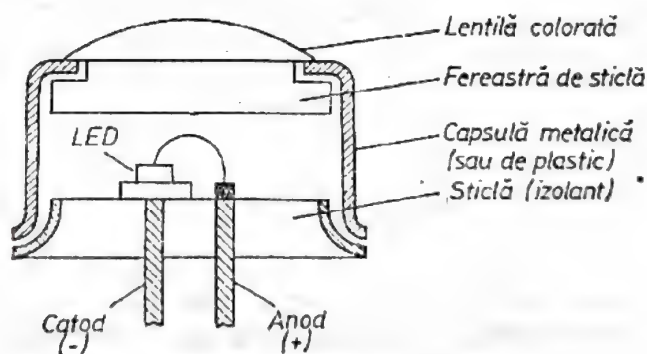


Fig. 2.113. Structura unui *LED*.

* În materiale semiconductoare cu valori mari ale lățimii benzii interzise E_g (cum este de exemplu GaAs), pe lângă recombinările radiative bandă-bandă, caracterizate prin trecerea directă a unui electron din banda de conducție în banda de valență și recombinarea sa cu un gol, sînt foarte probabile tranzițiile indirecte, prin intermediul trapele situate în banda interzisă a semiconductorului. Trecerea electronilor din banda de conducție în cea de valență prin intermediul trapele este însoțită, atît de degajare de căldură (fononi) cît și de emisie radiantă (vezi figura 2.109.a).

2.24. Optocuploare

Optocuploarele (fotocuploarele) sînt formate prin combinarea într-o singură capsulă a unei diode electroluminescente (*LED*) și a unui dispozitiv sensibil la lumină (fotodetector) [6]. Optocuploarele își găsesc utilizare în acele aplicații în care este importantă *izolarea electrică (separarea)* semnalului de intrare de cel de ieșire. În calitate de fotodetectori sînt utilizate fotodiode și fototranzistoare (vezi figura 2.114). Optocuploarele

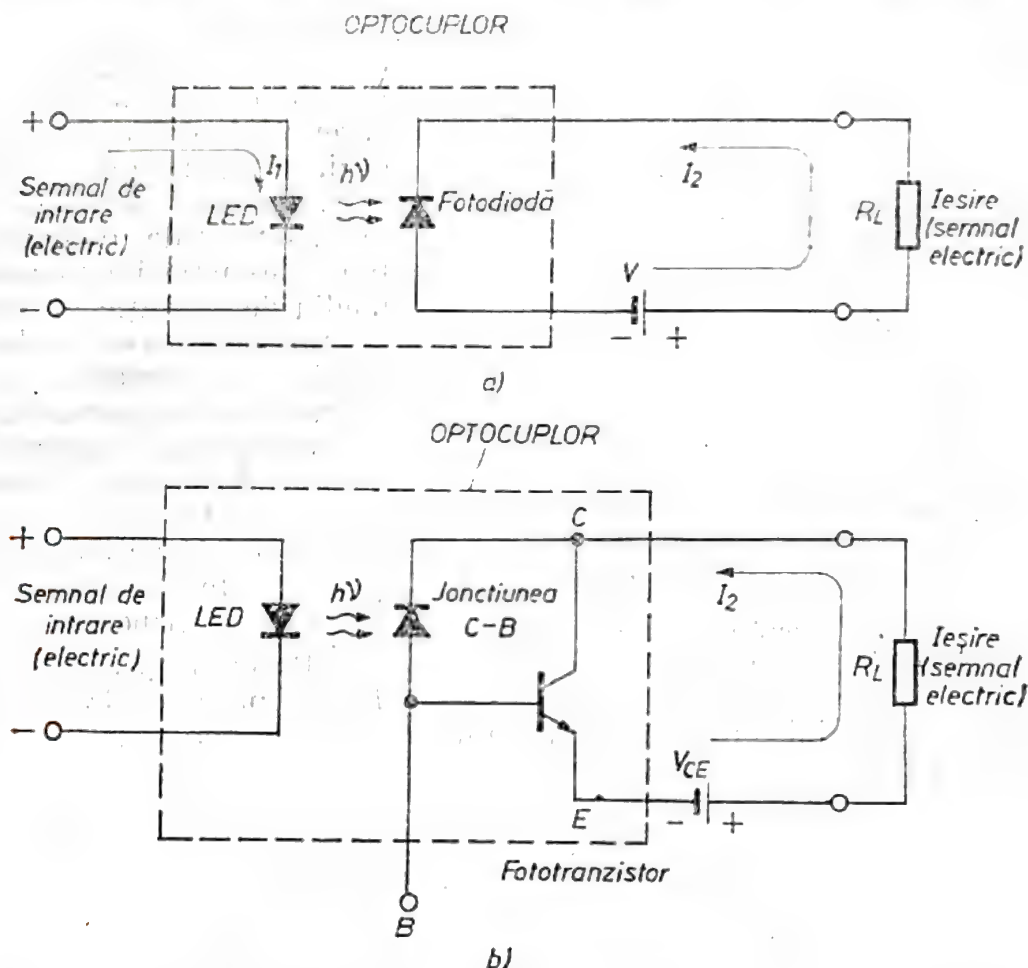


Fig. 2.114. Structura optocuploarelor cu *LED* și fotodiodă (a), cu *LED* și fototranzistor (b).

(*LED* + fotodiodă sau *LED* + fototranzistor

 în aceeași capsulă) transformă succesiv, semnalul electric de la intrare într-un semnal optic care, receptat de fotodetector, este reconvertit în semnal electric, furnizat în sarcina R_L (vezi figura 2.114).

Principiul de funcționare al optocuploarelor se bazează pe modificarea caracteristicii curent (I) — tensiune (V) a unui fotodetector, datorită generării perechilor de electron-gol într-o joncțiune pn iluminată.

În cazul funcționării unei joncțiuni pn ca fotodiodă (vezi figura 2.115), prin dispozitivul polarizat invers de o sursă de tensiune externă, trece —

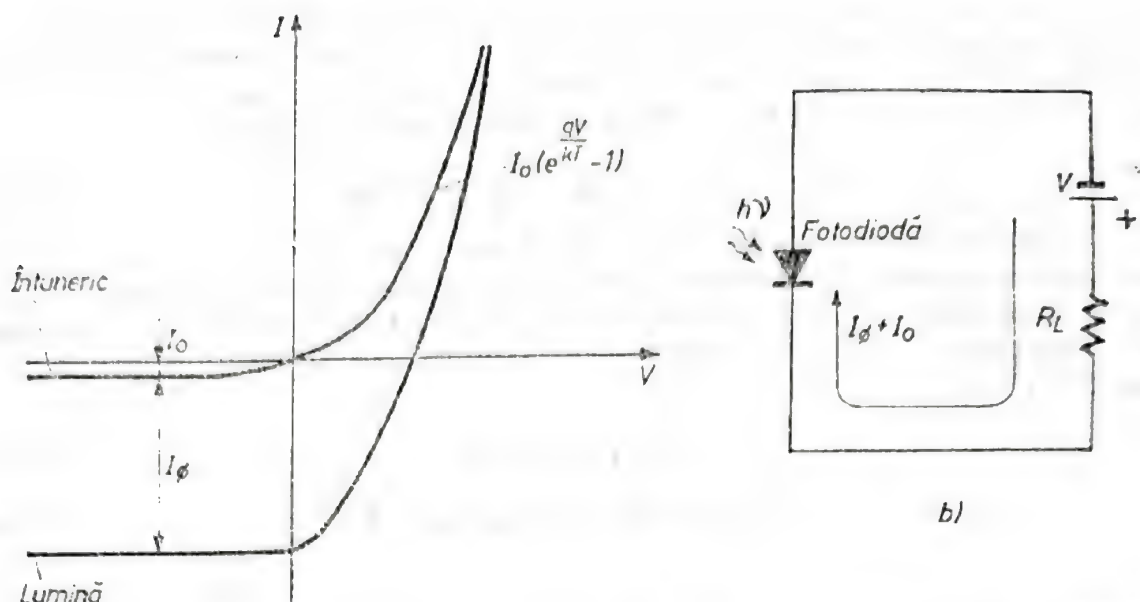


Fig. 2.115. Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unei diode la întuneric și la lumină în regim de fotodiodă.

la întuneric — curentul invers de saturație I_0 . La iluminare, prin fotodiodă trece curentul [6]

$$I = (I_0 + I_\phi) = -(I_0 + S_\phi \Phi), \quad (2.127)$$

unde I_ϕ este fotocurentul datorat iluminării Φ (lx) $S_\phi = (I_\phi/\Phi)$ este sensibilitatea integrală a fotodetectorului ($\mu A/lx$). Curentul I_ϕ este, de regulă, mult mai mare decât I_0 .

Pentru optocuploarele care utilizează fotodiode raportul de transfer al curenților I_2/I_1 (vezi figura 2.114.a) este de ordinul 10^{-3} . Acest raport este mărit la $\approx 10^{-1}$ prin utilizarea în calitate de fotodetectori a fototranzistoarelor (vezi figura 2.114.b).

Utilizarea tranzistorului ca fotodetector în optocuploare se bazează pe amplificarea fotocurentului generat prin iluminarea acestui dispozitiv. Senzorul excitației optice a fototranzistorului este joncțiunea bază-colector a dispozitivului (vezi figura 2.116) care este polarizată invers. În

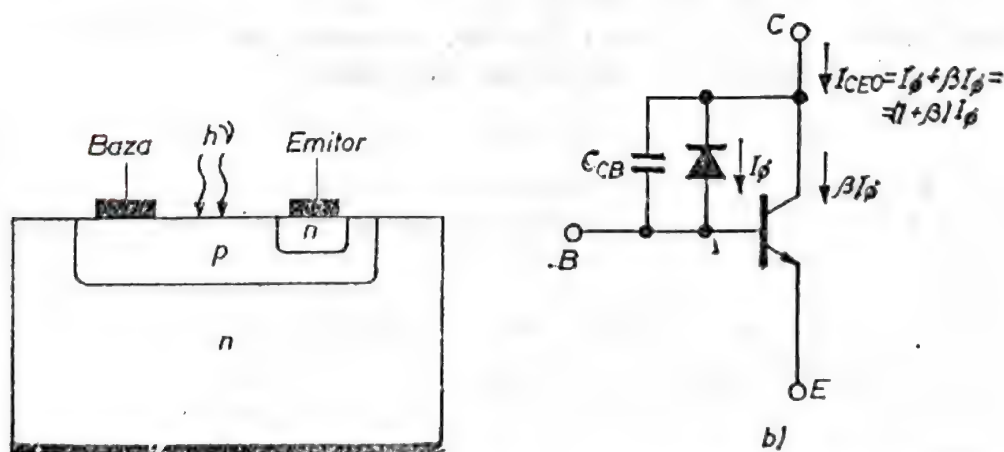


Fig. 2.116. Structura de principiu a unui fototranzistor npn (a) și modelul său de circuit (b).

figura 2.116.b în joncțiunea fotosensibilă este modelată de fotodioda D , plasată în paralel cu capacitatea de barieră a joncțiunii colector-bază C_{cb} . Când baza B a fototranzistorului este în gol, curentul I_{CEO} prin dispozitiv este de $(1 + \beta)$ ori mai mare decât curentul fotogenerat I_{Φ} :

$$I_{CEO} = I_{\Phi} + \beta I_{\Phi} = (1 + \beta) I_{\Phi}. \quad (2.128)$$

Valori mai mari ale câștigului (I_2/I_1) se obțin în cazul optocuploarelor care folosesc două fototranzistoare în conexiune Darlington (vezi figura 2.117). La iluminare curenții de emitor (I_{E1} , I_{E2}) ai celor două tranzistoare din configurația foto-Darlington (vezi figura 2.117.b) sînt exprimați de relațiile [6, 16]

$$I_{E1} = I_{\Phi 1} (\beta_1 + 1), \quad (2.129)$$

$$I_{E2} = (I_{E1} + I_{\Phi 2})(\beta_2 + 1), \quad (2.130)$$

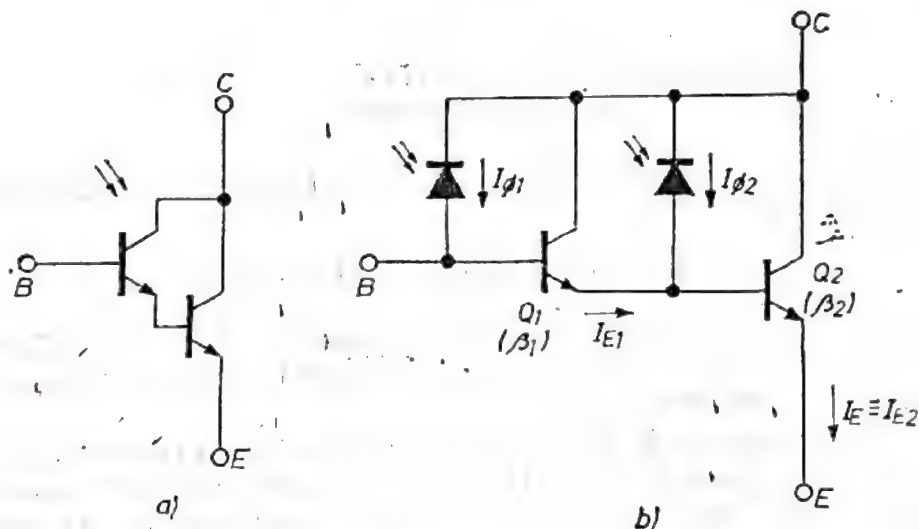


Fig. 2.117. Simbolul unui fototranzistor Darlington (a) și modelul său de circuit (b).

unde β_1 , β_2 sînt factorii de câștig în curent ai tranzistoarelor Q_1 , respectiv Q_2 , în conexiunea cu emitorul comun, $I_{\Phi 1}$, $I_{\Phi 2}$ sînt curenții generați optic în joncțiunile colector-bază a celor două tranzistoare.

Înlocuind relația (2.129) în (2.130), curentul de ieșire $I_E (= I_{E2})$ al configurației foto-Darlington se obține sub forma

$$I_E = I_{E2} = [I_{\Phi 2} + I_{\Phi 1}(\beta_1 + 1)](\beta_2 + 1). \quad (2.131)$$

Dacă $I_{\Phi 2} \ll I_{E1}$, neglijînd unitatea în (2.130), curentul de ieșire al configurației foto-Darlington iluminate capătă următoarea expresie simplificată:

$$I_E = I_{E2} \approx I_{\Phi 1} \beta_1 \beta_2. \quad (2.132)$$

Polarizarea bazei poate mări sau micșora sensibilitatea configurației foto-Darlington la excitația optică (în funcție de polaritatea semnalului aplicat pe bază).

Caracteristica tipică de transfer a unui optocuplor utilizînd fototranzistoare este prezentată în figura 2.118. Liniaritatea caracteristicii, valoarea

curentului de ieșire și a celui de întinerie sint influențate de temperatură și tensiunea colector-emitor V_{CE} la care este operat tranzistorul de la ieșire.

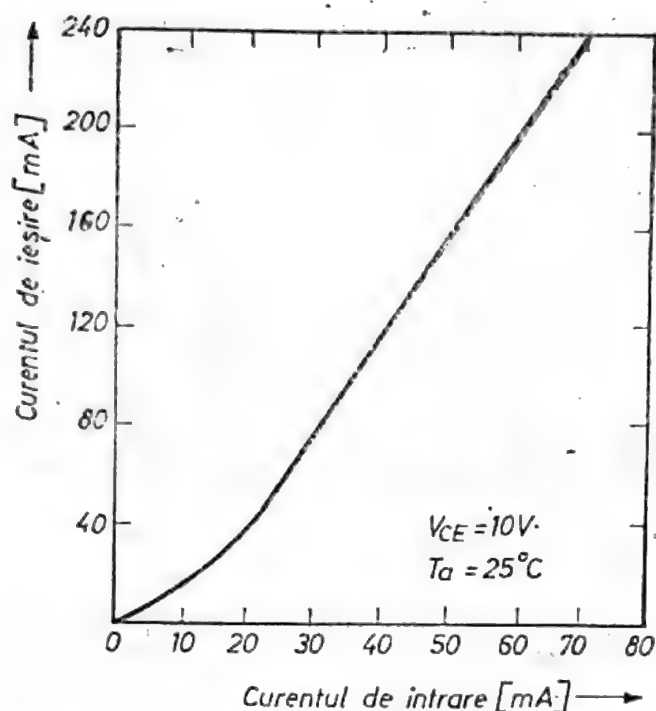


Fig. 2.118. Dependența tipică a curentului de ieșire I_2 în funcție de curentul de intrare I_1 (caracteristica de transfer) într-un optocuplor utilizând ca receptor un foto-Darlington.

Configurațiile foto-Darlington utilizate în optocuploare au răspunsul spectral centrat pe lungimea de undă $\lambda = 0,85 \mu\text{m}$, un curent de colector maxim de $\approx 250 \text{ mA}$, o putere disipată de $\approx 200 \text{ mW}$ la 25°C . Prezența capacității de barieră C_{CB} (figura 2.116.b) degradează răspunsul în frecvență al optocuploarelor care folosesc fototranzistoare. Astfel, timpul tipic de răspuns, care pentru o fotodiodă este de $\approx 10 \text{ ns}$, are valori în jurul a $5 \mu\text{s}$ pentru fototranzistor și de $50 \mu\text{s}$ pentru foto-Darlington [6].

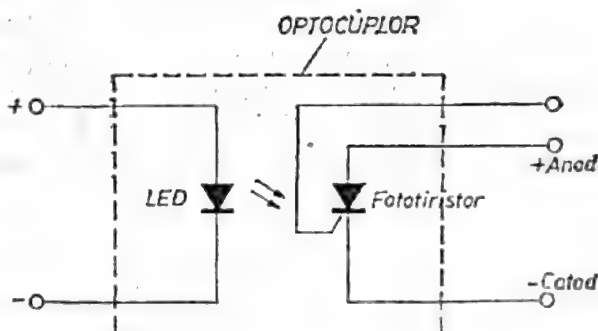


Fig. 2.119. Optocuplor LED și fototiristor.

Principiul de funcționare al optocuplorului utilizând un LED și un tiristor cu amorsare optică (vezi figura 2.119) este identic cu cel descris în §2.8.2 și §2.17.

2.25. Tranzistoare unijuncțiune (TUJ)

Tranzistorul unijuncțiune (Unijunction Transistor) — TUJ este un dispozitiv semiconductor frecvent utilizat în comanda amorsării pe poartă a tiristoarelor convenționale [14]. Structura de principiu a unui TUJ este prezentată în figura 2.120. La capetele zonei n — uniform dopată — există două contacte ohmice care poartă denumirea de *bază 1* ($B1$) și *bază 2* ($B2$). Juncțiunea pn , situată între $B1$ și $B2$, poartă denumirea de „juncțiune de emitor”.

Schema echivalentă simplificată a TUJ (vezi figura 2.120. c) cuprinde dioda D , care modelează juncțiunea pn , și două rezistențe R_{B1} (rezistența

stratului n dintre $B1$ și planul A situat în dreptul joncțiunii de emitor) și R_{B2} (rezistența stratului n între contactul $B2$ și planul A). Rezistența R_{BB} interbaze este definită prin relația [14]:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}. \quad (2.133)$$

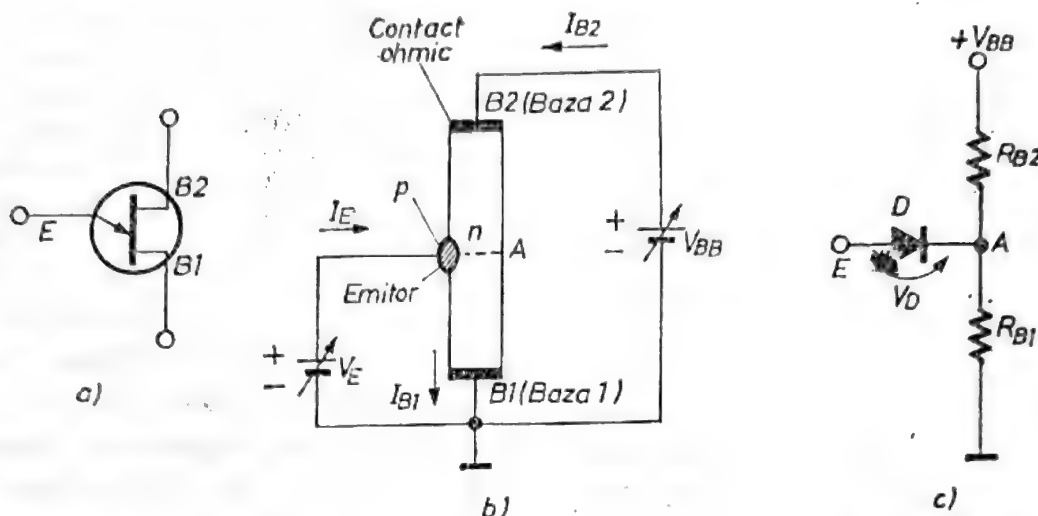


Fig. 2.120. Simbolul (a), structura internă (b) și schema echivalentă simplificată (c) a unui tranzistor unijuncțiune (TUV).

Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a TUV are trei regiuni distincte (vezi figura 2.121): de rezistență mare, specifică stării de blocare (*off*); de rezistență joasă, când dispozitivul se află în conducție directă (*on*); de rezistență dinamică negativă [3, 6, 14]. Din punctul de vedere al formei caracteristicii $I-V$, TUV face parte din familia tiristoarelor. Spre deosebire însă de tiristoare, a căror amorsare are loc în principal prin acțiune

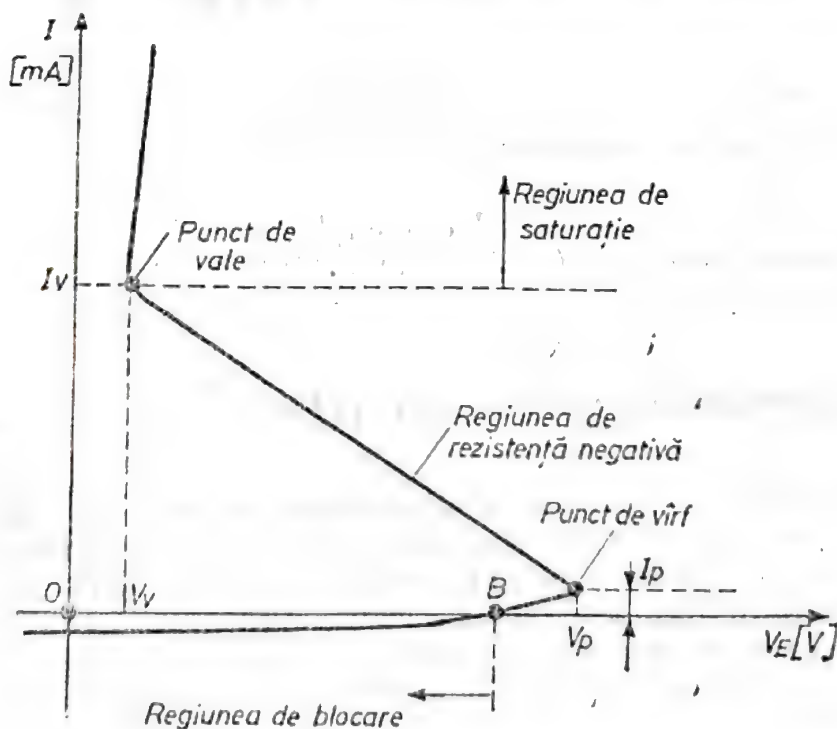


Fig. 2.121. Caracteristica statică curent (I) — tensiune (V) a unui (TUV).



nea regenerativă a celor două tranzistoare bipolare echivalente componente ale structurii (vezi §2.8), trecerea unui TUJ din starea de blocare (*off*) în starea de conducție directă (*on*) are loc datorită modulării conductivității bazei dispozitivului.

Principiul de funcționare al TUJ din figura 2.120.b poate fi urmărit în conjuncție cu caracteristica sa $I-V$ din figura 2.121. În timpul funcționării dispozitivului, terminalul $B1$ este conectat la masă, potențialul emitorului (V_E) este pozitiv față de masă, în timp ce baza $B2$ este polarizată pozitiv de sursa de tensiune V_{BB} . Tensiunea interbaze V_{BB} determină trecerea unui curent electric prin stratul de siliciu n , cu sensul de la $B2$ înspre $B1$.

Potențialul oricărui punct aflat în planul A este determinat de V_{BB} și divizorul rezistiv R_{B1} , R_{B2} conform relației [6, 14] (vezi figura 2.120.b):

$$V_A = V_{BB} \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = V_{BB} \frac{R_{B1}}{R_{BB}} = \eta V_{BB}, \quad (2.134)$$

fiind o fracțiune η a tensiunii interbaze V_{BB} . Parametrul

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} \quad (2.135)$$

poartă denumirea de *raport de divizare intrinsec* (*Stand-off ratio*) și are valori tipice cuprinse între 0,5...0,8.

Atita timp cît tensiunea de pe emitor (V_E) este inferioară valorii ηV_{BB} ($V_E < \eta V_{BB}$), joncțiunea pn a TUJ este polarizată invers. În consecință, prin circuitul emitorului ($E-B1$) trece un curent invers de valoare redusă (practic, curentul invers de saturație al unei joncțiuni pn — vezi §2.1.2). În punctul B al caracteristicii $I-V$ (vezi figura 2.121) se produce egalizarea potențialelor straturilor p și n ale joncțiunii ($V_E = \eta V_{BB}$) și, în consecință, curentul prin circuitul $E-B1$ este zero. Dacă se continuă creșterea tensiunii V_E peste valoarea ηV_{BB} , atunci joncțiunea pn se polarizează în direct și prin circuitul de emitor ($E-B1$) trece un curent direct (dinspre stratul p spre stratul n) de valoare redusă, care crește cu V_E . Dacă tensiunea aplicată pe emitor (V_E) depășește mărimea ηV_{BB} cu o valoare egală cu căderea de tensiune V_D în direct pe joncțiunea pn de emitor [6] [14]

$$V_E = \eta V_{BB} + V_D = V_P \quad (2.136)$$

atunci se va declanșa o injecție puternică de goluri din stratul p în baza (n) de siliciu. Acestui fenomen îi corespunde punctul de vîrf P (*Peak point*) cu coordonatele (V_P , I_P) de pe caracteristica $I-V$ a dispozitivului (vezi figura 2.121). Golurile injectate în stratul n se deplasează înspre contactul $B1$. Prezența golurilor între planul A și contactul $B1$ mărește conductivitatea σ [2, 6]

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p), \quad (2.137)$$

a acestei porțiuni a bazei n în comparație cu valoarea ei $\sigma_n = q\mu_n n$, caracteristică stării de blocare. În consecință, rezistența zonei cuprinsă între A și $B1$ scade mult față de valoarea sa, specifică zonei de blocare a caracteristicii $I-V$ (R_{B1}). Procesul de modulare a conductivității bazei $B1$ continuă pe măsura creșterii curentului I_E , ceea ce atrage după sine scăderea tensiunii V_E pe emitor. Ca urmare, dispozitivul tranzitează prin regiunea $P-V$ de rezistență dinamică negativă ($dv_E/di_E < 0$) a caracteristicii sale (vezi figura 1.121). Pentru curenți care depășesc valoarea curen-

talui de vale I_r , tranzistorul se află în zona de saturație. Timpul de comutare al TUJ din punctul de vîrf (P) în punctul de vale V (Valley point) depinde de geometria structurii tranzistorului și de condițiile polarizării sale. Acest timp este direct proporțional cu distanța dintre emitor și contactul $B1$.

Funcționarea și tranzițiile succesive ale TUJ între principalele zone ale caracteristicii sale este ilustrată de aplicația „clasică” a dispozitivului într-un montaj frecvent utilizat pentru comanda amorșării pe poartă a tiristoarelor convenționale (vezi figura 2.122). Circuitul funcționează ca oscilator de relaxare, care furnizează periodic impulsuri pozitive (V_{B1}) pe rezistorul R_1 . Aceste impulsuri pot fi utilizate pentru comanda amorșării pe poartă a tiristoarelor (vezi §8.2).

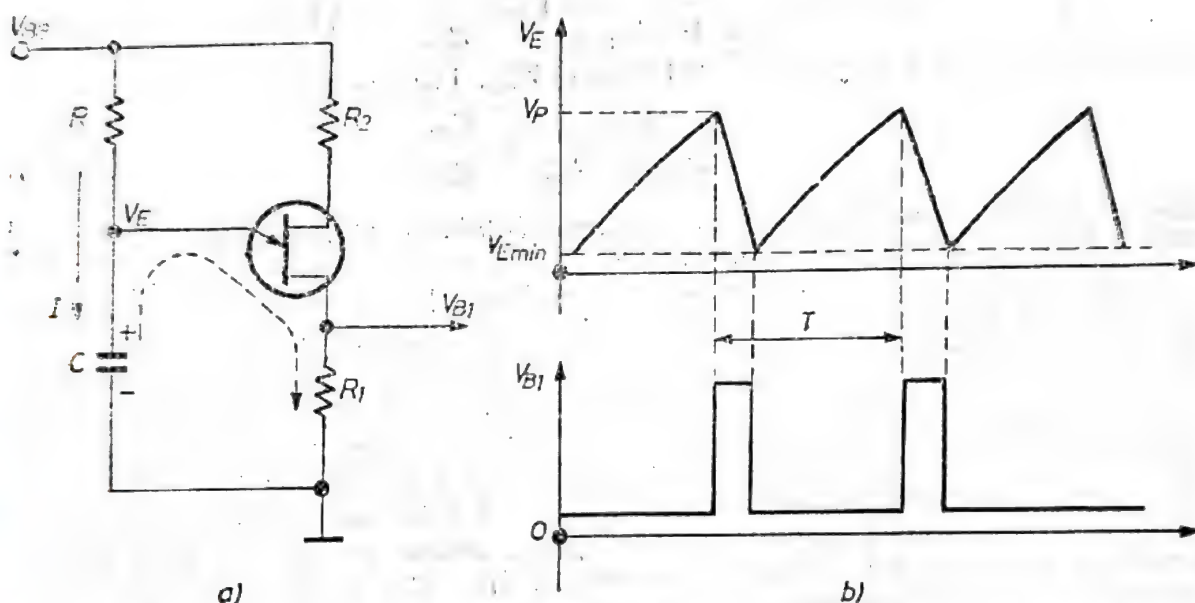


Fig. 2.122. Oscilatorul de relaxare „clasic” cu TUJ (a) și formele de undă în punctele sale principale (b)

Funcționarea oscilatorului din figura 2.122 se poate urmări din momentul în care are loc încărcarea exponențială a condensatorului C de către curentul I , exprimat de relația

$$I = \frac{V_{BB} - V_E}{R} \quad (2.138)$$

În momentul în care tensiunea crescătoare pe condensatorul C (V_E) atinge valoarea dată de relația 2.137, joncțiunea de emitor a TUJ se polarizează în direct și condensatorul C se descarcă prin circuitul $E-B1-R_1$ (indicat punctat în figura 2.122.a), generind astfel la ieșire (pe rezistorul R_1) un impuls pozitiv (vezi figura 2.122.b). În momentul cînd tensiunea de pe condensatorul C scade la valoarea V_{Emin} (aproximativ 2 V), joncțiunea pn se blochează, determinind astfel trecerea TUJ în starea off. Ca urmare, condensatorul C este din nou încărcat de curentul I cu constanta de timp $\tau = RC$, determinind reluarea ciclului descris mai sus. Perioada T a oscilațiilor circuitului este dată de [6, 14, 16]

$$T \approx RC \ln \frac{1}{1 - \eta} = 2,3 RC \log_{10} \frac{1}{1 - \eta} \quad (2.139)$$

fiind practic independentă de tensiunea de alimentare (V_{BB}) și de temperatură.

Amplitudinea impulsurilor generate la ieșirea circuitului de relaxare depinde de tensiunea de alimentare V_{BB} (cu valori între 10 V și 35 V), de tipul de TUJ ales, precum și de valorile componentelor R , R_1 , R_2 , C . Forma dreptunghiulară a impulsurilor din figura 2.122.b

este idealizată: în configurații practice, impulsul are un front de creștere cu o durată de 1...3 μ s, iar pe măsura descărcării condensatorului C valoarea instantanee a semnalului de ieșire se diminuează.

Tranzistoarele unijuncțiune pot fi realizate și în varianta complementară*, în care substratul (bazele) este siliciul de tip p , iar emitorul de tip n . Ca urmare, tensiunile și curenții au polarități, respectiv sensuri opuse (figura 2.123.a) în raport cu TUJ din figura 2.120.b. Caracteristica $I-V$ a TUJ „complementară” se obține din aceea a unui TUJ obișnuit printr-o rotație de 180° în jurul originii (apare în cadranul III al coordonatelor $I-V$).

În figura 2.123.c este prezentat un circuit de comandă pe poartă a tiristoarelor convenționale utilizând un TUJ „complementară”, montaj analog oscilatorului de relaxare din figura 2.122.b.

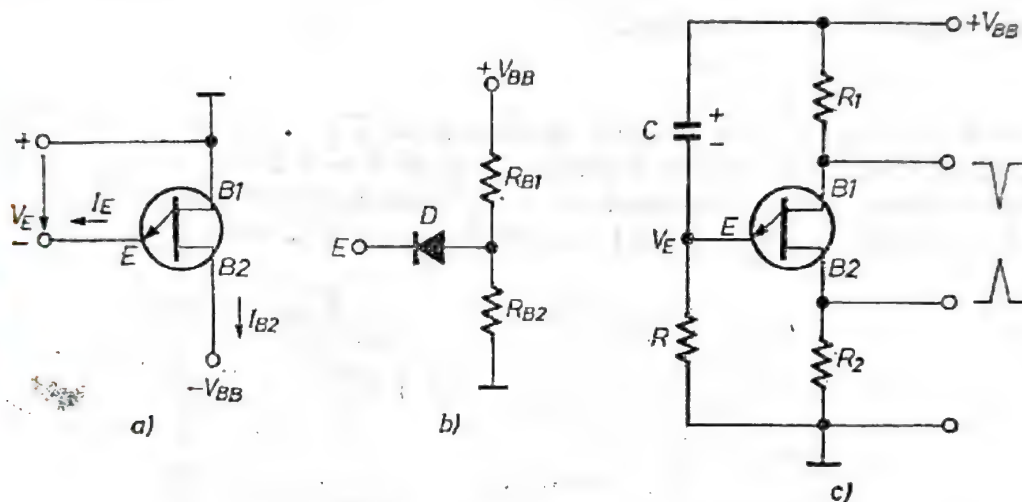


Fig. 2.123. (a) Simbolul, tensiunile și curenții pentru un TUJ „complementară”; (b) Schema echivalentă simplificată de circuit a dispozitivului; (c) Schema unui oscilator de relaxare cu TUJ complementară

2.26. Tranzistoare unijuncțiune programabile

Denumirea de tranzistor unijuncțiune programabil (PUT – Programmable Unijunction Transistor) este atribuită unui dispozitiv care combină structura unui tiristor cu proprietățile/caracteristica $I-V$ a unui TUJ [6]. Dispozitivul este format din patru straturi semiconductoare ($pnpn$) și are trei terminale (*anod*, *catod* și *poartă*). Spre deosebire însă de un tiristor, într-un TUJ programabil electrodul de comandă (G) este conectat la baza n , și nu la cea de tip p (vezi figura 2.124). Raportul de divizare η_p al unui TUJ programabil este stabilit de rezistențele externe R_1 , R_2 (vezi figura 2.125).

$$\eta_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.140)$$

* Denumirea de TUJ „complementară” este relativă, fiind determinată de faptul că varianta cu emitor n a apărut din punct de vedere istoric după TUJ obișnuit (cu emitor p).

și nu de rezistențele interne ale bazelor (R_{B1} , R_{B2}), ca în cazul unui *TUJ* obișnuit (vezi figura 2.120.c).

Funcționarea unui *TUJ* programabil este controlată de corelația dintre potențialul anodului (V_A) și cel al poartii (V_G), amândouă pozitive

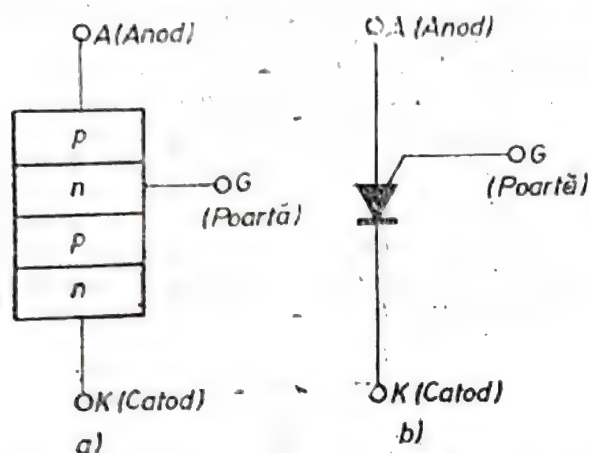


Fig. 2.124. Structura (a) și simbolul (b) unui *TUJ* programabil.

față de masă (vezi figura 2.125). Atunci când $V_A < V_G$ joncțiunea anod-poartă este polarizată invers și prin circuitul $G-A$ trece un curent invers de valoare redusă, ca ordin de mărime egal cu curentul invers de saturație al unei joncțiuni pn (vezi §2.1.2). Dacă $V_A = V_G$, curentul invers prin

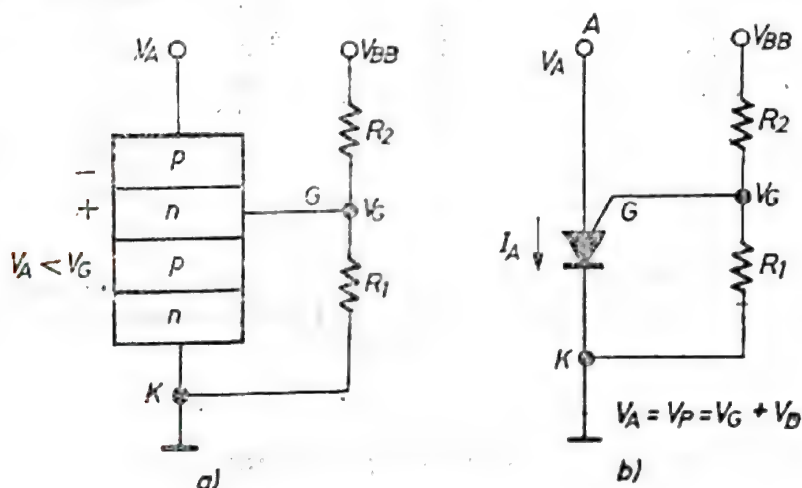


Fig. 2.125. (a) *TUJ* programabil în starea de blocare. (b) Condiția de amorsare a unui *TUJ* programabil.

circuitul $G-A$ devine zero, însă dispozitivul se menține în zona de blocare. În momentul în care tensiunea anodică V_A atinge valoarea de prag V_P (vezi figura 2.121)

$$V_P = V_G + V_D \quad (2.141)$$

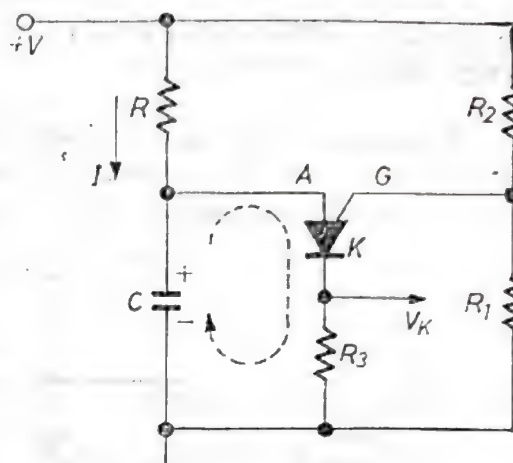
depășind tensiunea pe poartă V_G cu o valoare egală cu tensiunea de prag V_D a unei joncțiuni pn de siliciu, polarizarea în direct a joncțiunii anod-poartă declanșează procesul regenerativ de tranziție a dispozitivului — prin regiunea de rezistență dinamică negativă — în zona de conducție. Pentru curenți I_A (vezi figura 2.125.b) mai mari decât I_P (vezi figura 2.121), dispozitivul se află în regiunea de saturație a caracteristicii sale curent-tensiune.

Oscilatorul de relaxare realizat cu un *TUJ* programabil este ilustrat în figura 2.126. În această schemă, potențialul porții V_G este prestabilit de tensiunea $(+V)$ și divizorul R_1, R_2 la valoarea

$$V_G = V \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V \eta_p \quad (2.142)$$

La fiecare ciclu de funcționare, condensatorul C se încarcă cu polaritatea indicată în figura 2.126. De fiecare dată cînd tensiunea anodică (adică pe condensator) atinge valoarea de prag (2.141), dispozitivul intră în conducție directă, condensatorul C se descarcă prin circuitul $A-K$

Fig. 2.126. Schema unui oscilator de relaxare cu *TUJ* programabil.



$K-R_3$ (indicat punctat în figura 2.126) și la ieșire apare un impuls pozitiv. După descărcarea condensatorului, $V_A < V_G$, dispozitivul se blochează și încărcarea condensatorului C de către curentul I marchează reînceperea unui nou ciclu de funcționare. Perioada T a oscilațiilor este dată de relația (2.140), în care η_p este dat de (2.142). Frecvența oscilațiilor poate fi, programată" (ajustată) prin intermediul rezistențelor R_2 și/sau R_1 .

2.27. Dispozitive auxiliare de comutație cu structura pnpn

În afară de *TUJ* programabil, există două dispozitive auxiliare de comutație cu structura *pnpn* și poartă de anod, care poartă denumirea de Silicon Unilateral Switch (SUS) și respectiv de Silicon Bilateral Switch (SBS) [6, 16].

Un comutator unilateral din siliciu (*SUS*) este un tiristor de dimensiuni reduse cu terminalul de poartă conectat pe stratul de bază n și cu o diodă de avalanșă încorporată între contractul de poartă și catod (vezi figura 2.127). Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unui *SUS* este similară

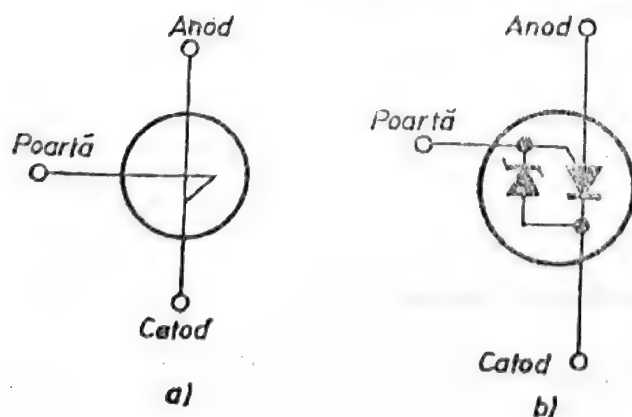


Fig. 2.127. Simbolul (a) și structura internă simplificată (b) a unui comutator unidirecțional (*SUS*) cu structura *pnpn*.

cu cea a unui tiristor. Dispozitivul intră în conducție în momentul în care tensiunea pe poarta de anod depășește valoarea tensiunii de avalanșă a diodei încorporate. Dispozitivul este utilizat în circuite de relaxare de tipul celor din figura 2.122 și figura 2.126. *SUS* prezintă avantajul unei tensiuni de amorsare extrem de stabile și independente de temperatură, a cărei valoare este determinată exclusiv de tensiunea de avalanșă a diodei (care este practic independentă de temperatură). Întrucât tensiunea de amorsare a unui *SUS* este prestabilită de dioda de avalanșă, acest dispozitiv prezintă o flexibilitate mult redusă în ceea ce privește facilitatea de ajustare a frecvenței unui oscilator de relaxare în comparație cu un *TUJ* programabil.

Un comutator bilateral de siliciu (*SBS*) este format din două dispozitive de tip *SUS* conectate „spate în spate” (vezi figura 2.128) și integrate pe același substrat de siliciu. Caracteristica $I-V$ a acestui dispozitiv

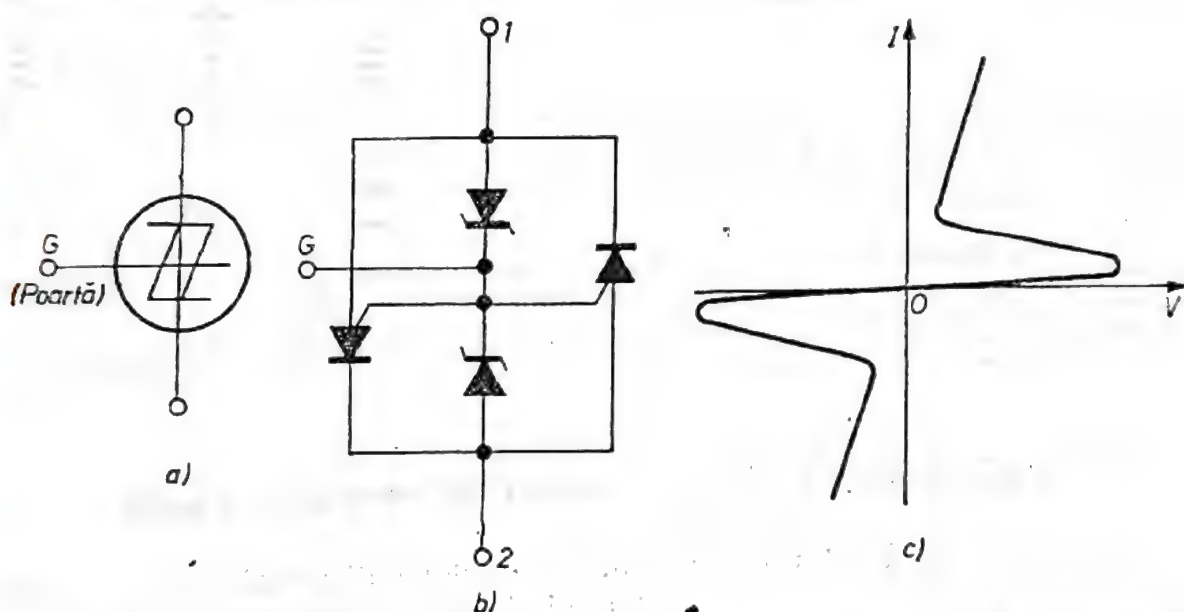


Fig. 2.128. Simbolul (a), structura internă schematică (b) și caracteristica statică curent-tensiune (c) a unui comutator bidirecțional (*SBS*) cu structura *pnpn*.

(figura 2.128.c) este similară cu cea a unui triac (vezi §2.20). *SBS* funcționează ca un comutator comandat de polaritățile pozitive, respectiv negative ale tensiunii aplicate. Acest comutator bilateral este utilizat în principal pentru comanda cu impulsuri alternate ($\pm V_G$) a triacurilor.

BIBLIOGRAFIE

1. A. S. Grove, Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare, București, Ed. Tehnică, 1973.
2. M. Drăgănescu, Electronica corpului solid, București, Ed. Tehnică, 1972.
3. J. Millman, C. C. Halkias, Integrated Electronics : Analog and Digital Circuits and Systems, New York, Mc Graw-Hill, 1972.

4. S. K. Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, New York, Wiley, 1977.
5. J. D. Chatelain, *Dispositifs a Semiconducteur*, Lausanne, Ed. Georgi, 1979.
6. S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, New York, Wiley, 1981.
7. M. Kubal, *Power Semiconductors*, Berlin, Springer Verlag, 1984.
8. R. C. Grover, Epi and Schottky diodes in R. Sittig and P. Roggwiller (editors), *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, New York, Plenum Press, 1982, pp. 331–361.
9. B. J. Baliga, A. R. Sears, M. M. Banicle, P. M. Campbell, W. Garwacki, J. P. Walden, Ga-As Schottky power Rectifiers, *IEEE Transactions on Electron Devices*, ED-32, pp. 1130–1134 (1985).
10. D. Dascălu, G. Brezeanu, P. A. Dan, *Contactul metal-semiconductor*, Ed. Academiei RSR, Bucureşti, 1988.
11. E. H. Rhoderick, *Metal Semiconductor Contacts*, Oxford, Clarendon Press, 1978.
12. C. Brezeanu, E. Golu, P. A. Dan, G. Dumitrescu, Un nou dispozitiv de putere : dioda Schottky, in vol. *Lucrările CAS—1986*,
13. P. A. Dan, N. Popescu, G. Brezeanu, F. Golu, E. Golu, Dioda Schottky mesa — o soluție radicală pentru înlăturarea efectelor de margine, in vol. *Lucrările CAS—1984*, pp. 9–12.
14. F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. H. Holonyak and E. E. Von Zastrow, *Semiconductor Controlled Rectifiers*, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1964.
15. W. Gerlach, *Thyristoren*, Berlin, Springer Verlag, 1979.
16. D. R. Grafham and J. C. Hey (editors), *General Electric SCR Manual* (5th edition), Syracuse, (N.Y.), 1972.
17. A. Blicher, *Thyristor Physics*, New York, Springer Verlag, 1976.
18. *** WESTINGHOUSE, *Introduction to Solid-State Power Electronics*, Youngwood, Pa., 1977.
19. R. Sittig and P. Roggwiller (editors), *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, New York, Plenum Press, 1982.
20. B. J. Baliga and D. V. Chen, *Power Transistors : Device Design and Applications*, New York IEEE Press, 1984.
21. A. Blicher, Physics of semiconductor power devices, *Reports on Progress in Physics*, vol. 45, Nr. 4, 1982, pp. 427–468.
22. M. S. Adler, K. W. Owyang, B. J. Baliga, and R. A. Kokosa, The evolution of power device technology, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-31, Nr. 11, 1984, pp. 1570–1591.
23. A. Silard, M. Bodea and M. Luca, Predicting the surge capability of power thyristors, *Electronics Letters*, vol. 16, Nr. 9, 1980, pp. 325–327.
24. A. Silard, M. Bodea, and M. Luca, Computer-aided investigation and prediction of the surge capability of power thyristors, *Revue Roumaine des Sciences Techniques, Electrotechnique et Energetique*, vol. 26, Nr. 2, 1981, pp. 227–235 (part 1), Nr. 3, 1981, pp. 389–399 (part 2).
25. A. Silard, F. Turfudău, and M. Mărgărit, High-power, TIL-type gate-assisted turn-off thyristors, *International Journal of Electronics*, vol. 60, 1986, pp. 347–359.
26. A. Silard, F. Turfudău, M. Mărgărit and B. Kosa, High-power double-interdigitated (TIL) GTO/GAT thyristors, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-34, Nr. 8, 1987, pp. 1807–1815.
27. A. Silard, S. Rusu, F. Turfudău and B. Kosa, A double interdigitated GTO switch, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-31, Nr. 9, 1984, pp. 322–329.
28. A. Silard, F. Turfudău and B. Kosa, Development of 60 A, TO-220 — packaged double — interdigitated (TIL) GTO thyristors with enhanced electrothermal reliability, *International Journal of Electronics*, vol. 61, Nr. 4, 1986, pp. 497–512.
29. A. Silard, F. Turfudău, M. Mărgărit and B. Kosa, Implementing the TIL concept in high-power GTOs, *IEEE Electron Device Letters*, vol. EDL-7, Nr. 9, 1986, pp. 528–530.

3. Tehnologia de fabricație

Toate diodele și tiristoarele de putere se realizează plecând de la un monocristal de siliciu. Transformarea acestuia dintr-o bară cilindrică

(*lingou*) într-un dispozitiv semiconductor de putere comportă parcurgerea etapelor ilustrate în figura 3.1. Fiecare etapă în parte include zeci sau sute de operațiuni distincte din combinația cărora rezultă fluxurile tehnologice ale familiilor de diode, tiristoare și ansambluri modulare.

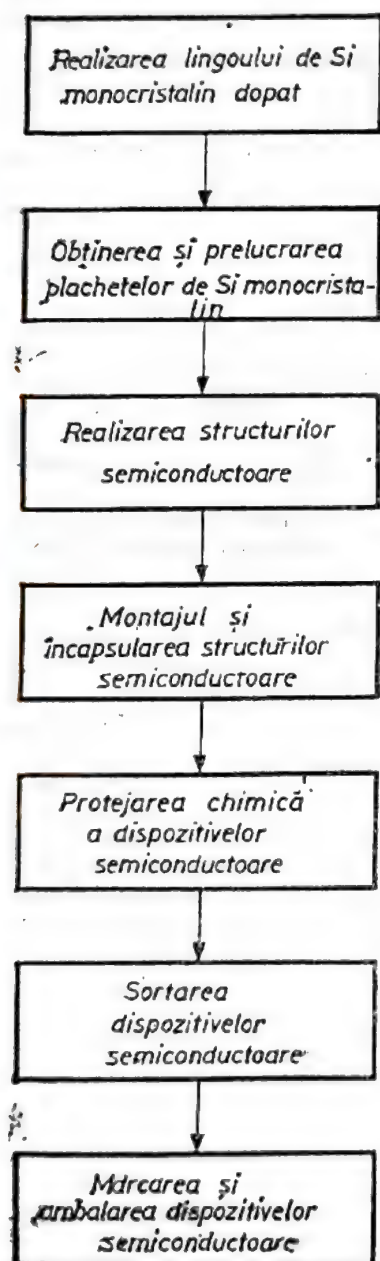


Fig. 3.1. Etapele tehnologice de obținere a diodelor și tiristoarelor de putere.

O caracteristică a fabricației dispozitivelor semiconductoare de putere este durata mare a drumului parcurs de la monocristal la dispozitivul final. Într-adevăr, la numărul ridicat al „pașilor” tehnologici, cu nimic inferior celor caracteristici pentru cele mai complicate circuite integrate, se adaugă timpii îndelungați de procesare a structurilor semiconductoare și diferitele stocări necesare desfășurării unor procese fizico-chimice lente (polimerizări, dezactivări după aplicarea unor tehnici nucleare) precum și stabilizării unor parametri electrici. Așa se explică de ce *durata minimă a fabricării dispozitivelor semiconductoare de putere variază între trei și zece săptămâni*, uneori chiar și mai mult. Evident, acest lucru este valabil pentru produsele din fabricația de serie, care nu așteaptă lămurirea unor probleme de elaborare. Încercările tehnologice pentru corectarea unor etape de proces sau realizarea unor dispozitive noi sînt în general extrem de laborioase și presupun de cele mai multe ori o bogată experiență prealabilă.

O particularitate a fabricației dispozitivelor semiconductoare este caracterul ei *statistic*. Numărul imens de factori care influențează obținerea în final a parametrilor electrici, termici, mecanici și climatici doriți face ca, în ciuda precauțiilor celor mai severe, numai o parte din cipurile (structurile) de siliciu sau

alte semifabricate care intră într-o etapă tehnologică să fie acceptate ca dispozitive finale.

Ca urmare, printre noțiunile esențiale care guvernează producția de componente semiconductoare apare aceea de *randament*, adică raportul dintre numărul produselor corespunzătoare și cel al semifabricatelor care intră în procesul sau etapa tehnologică examinate. Spre exemplu, dacă în sortarea finală intră 100 tiristoare și numai 90 dintre acestea corespund cerințelor *Standardului Tehnic de Ramură (STR)*, randamentul de sortare finală este de 90 %. Desigur, orice producător luptă pentru randamente cât mai apropiate de 100 %.

Un alt aspect legat de caracterul statistic amintit se referă la *dispersia valorilor* unor parametri electrici ai dispozitivelor procesate simultan și prin aceeași tehnologie. De exemplu, în cazul unor diode de medie putere proiectate pentru $I_{FAV} = 32 \text{ A}$ și $V_{RRM} = 1600 \text{ V}$, în urma finalizării unui lot de fabricație omogen rezultă diode cu $I_{FAV} = 25 \dots 32 \text{ A}$ și $V_{RRM} = 50 \dots 1600 \text{ V}$. În general, dispersia tehnologică a parametrilor electrici se încadrează într-o repartiție de tip „clopot” Gauss, iar nivelul tehnologic se reflectă în plasarea maximului acestei repartiții cât mai aproape de valorile proiectate și micșorarea cât mai puternică a dispersiei. Mai mult chiar, atunci când un parametru se încadrează în limitele admise de *STR*, cunoașterea repartiției valorilor concrete ale acestui parametru dă informații despre calitatea tehnologiei. Astfel, o repartiție necentrată, cu mai multe maxime, se corelează cu neajunsuri tehnologice (neuniformități de proces) care se pot traduce în vicii ascunse ale dispozitivelor finale.

În cele ce urmează se vor descrie câteva etape principale din procesul complex al fabricării diodelor și tiristoarelor de putere. Prezentarea va fi orientată spre fenomenele fizico-chimice și tehnicile de prelucrare, a căror cunoaștere va completa imaginea necesară utilizatorului pentru înțelegerea funcționării și limitelor folosirii acestor tipuri de dispozitive. Informații suplimentare de detaliu sînt publicate în literatura de specialitate [1, 2, 3, 4, 5].

În figura 3.2 sînt schițate secțiuni ale unora dintre cele mai reprezentative dispozitive semiconductoare de putere. Se disting elementele componente esențiale :

(a) *structura semiconductoare*, care asigură funcția electrică a dispozitivului ;

(b) *capsula*, care asigură accesul electric și termic la structura semiconductoare și — în același timp — separarea și protejarea acesteia față de mediul înconjurător, fără să-i afecteze funcția electrică ;

(c) *elemente auxiliare*, destinate compatibilizării electrice, termice, mecanice și geometrice a structurii cu capsula.

Asupra tuturor acestor elemente se concentrează, de altfel, principalele eforturi de proiectare tehnologică și de dispozitiv.

Spre deosebire de domeniul microelectronicii, unde creșterea nivelului de complexitate și a gradului de integrare constituie caracteristica dominantă de performanță, în *electronica de putere* bătălia se duce pentru creș-

terea densității de putere controlată, tradusă prin curenți de conducție și tensiuni de blocare cât mai ridicate, corelate cu viteze de comutare cât mai mari. Se ating limitări fizice ale dispozitivului semiconductor legate de perfecțiunea monocristalului, temperaturile maxime de funcționare și posibilitățile de evacuare eficientă a căldurii. Întrucât zonele active ale dispozitivelor semiconductor de putere se află în volumul acestora (și nu în eventuale straturi superficiale), ocupind arii deosebit de mari, aceste tipuri de dispozitive implică utilizarea unor monocristale de siliciu de cea mai înaltă perfecțiune și puritate, precum și aplicarea unor procese tehnologice foarte curate și bine controlate. În figura 3.3 este ilustrată evoluția diametrelor structurilor de mare putere fabricate la IPRS-BĂNEASA.

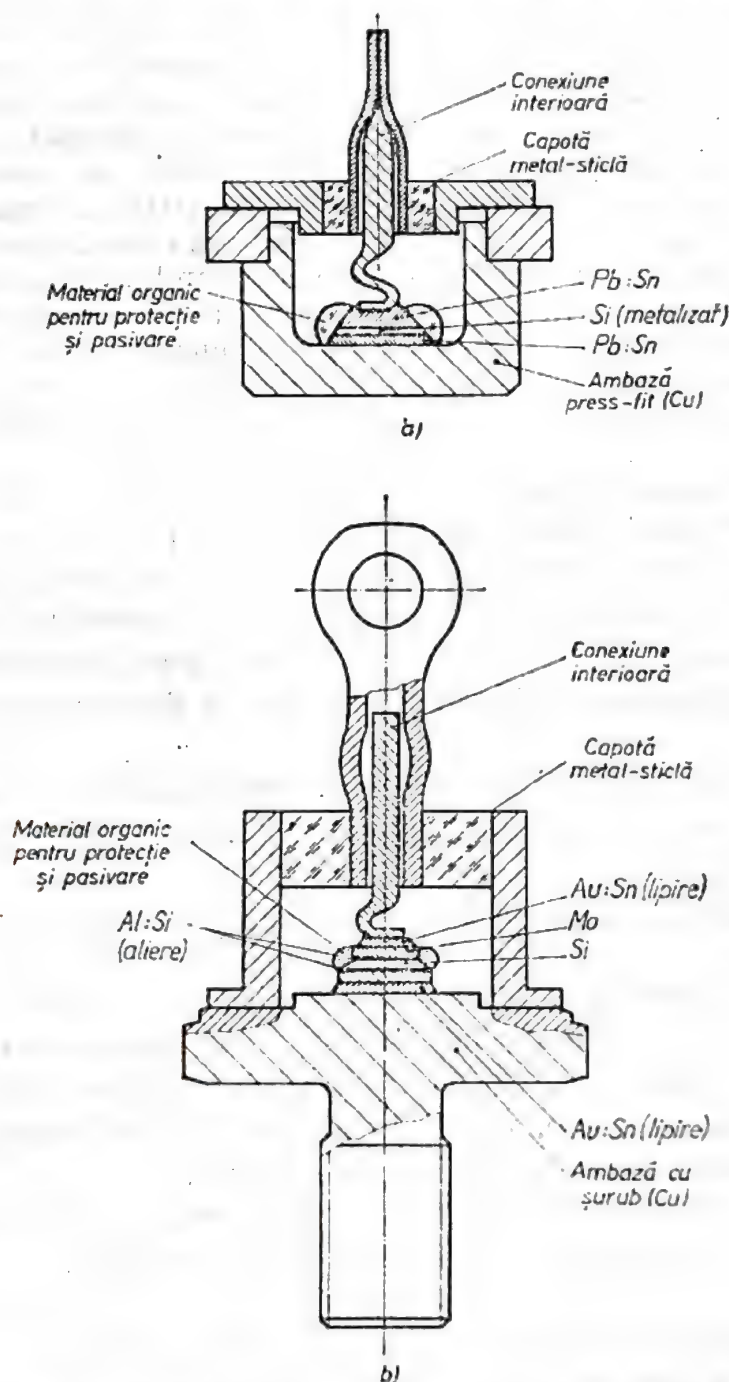


Fig. 3.2. Secțiuni prin dispozitive de putere : (a) diodă contactată prin lipire în capsulă press-fit ; (b) diodă contactată prin aliere și lipire în capsulă cu șurub ;

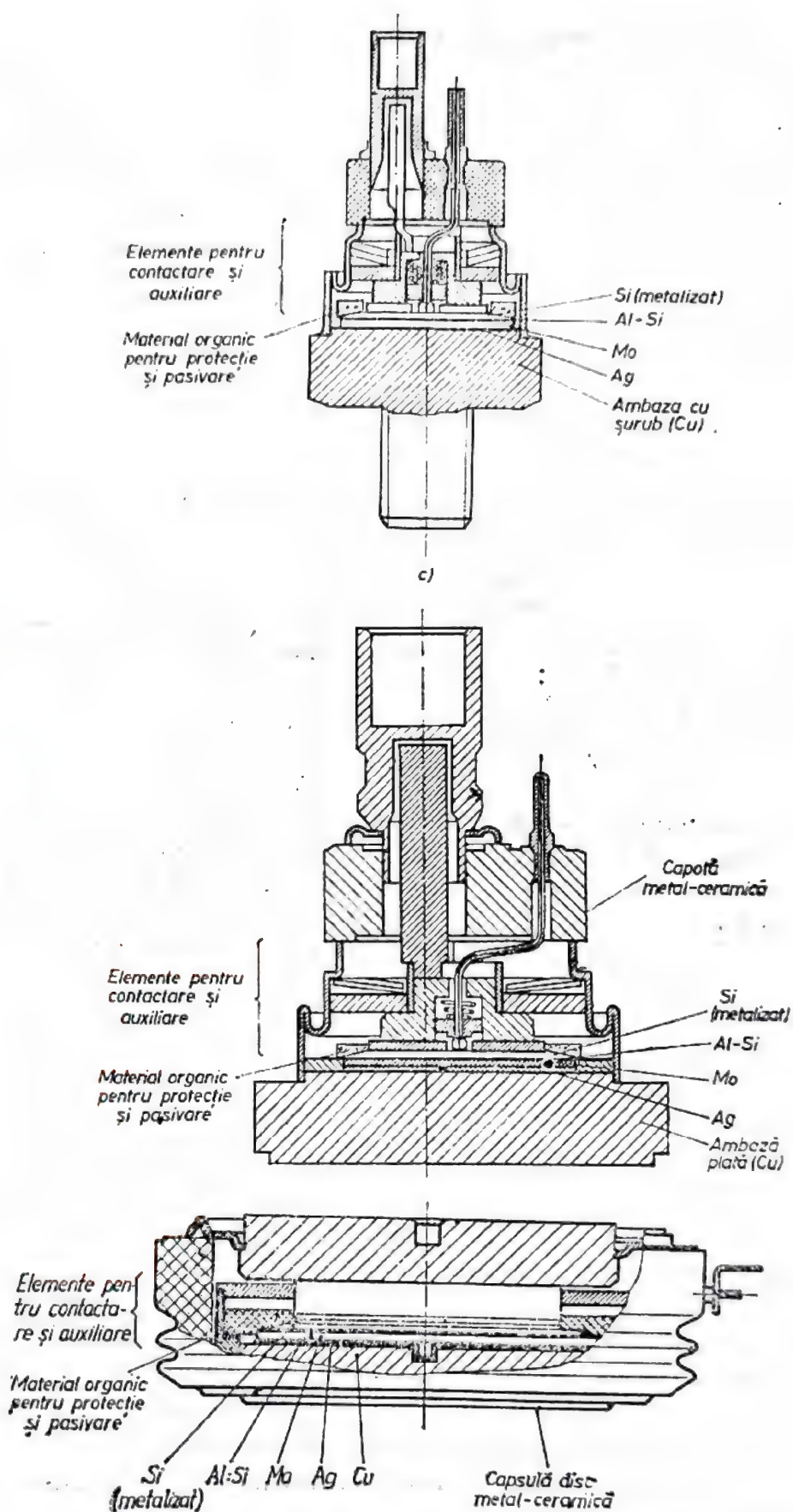


Fig. 3.2. (continuare) Secțiuni prin dispozitive de putere:
(c) tiristor contactat prin aliere și presare în capsulă cu șurub; (d) tiristor contactat prin aliere și presare în capsulă cu bază plată; (e) tiristor contactat prin aliere și presare în capsulă disc

3.1. Procesarea monocristalului de siliciu

Realizarea lingoului de siliciu monocristalin este condiționată de două cerințe :

- (a) creșterea unui monocristal de volum cât mai mare, cu structură cristalină cât mai perfectă și cu un grad cât mai înalt de puritate inițială;
- (b) impurificarea riguros controlată a monocristalului.

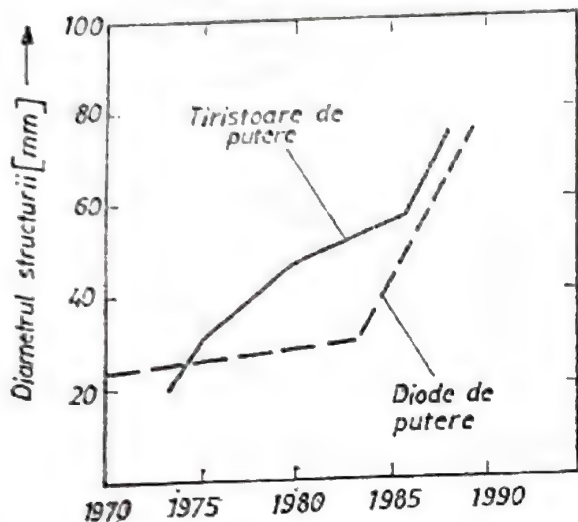


Fig. 3.3. Evoluția diametrului maxim al structurilor de diode și tiristoare realizate în IPRS-BĂNEASA.

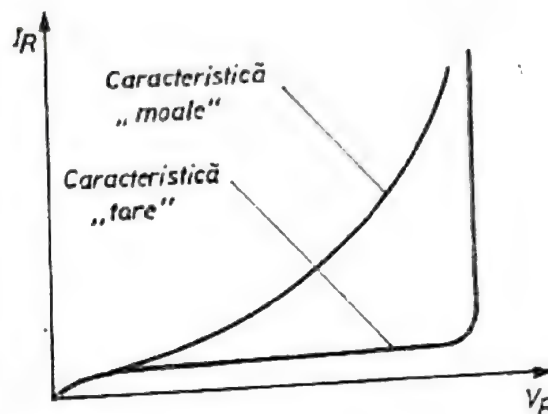


Fig. 3.4. Caracteristici curent-tensiune de blocare, corespunzătoare străpunerii „tari” și străpunerii „moi”.

Creșterea monocristalului are loc prin solidificare din faza lichidă (topitură) în jurul unui germene monocristalin. Metoda de tragere a monocristalului din topitură (metoda Czochralski — CZ) conduce în general la prezența unei mari cantități de oxigen în rețeaua cristalină (peste 5×10^{16} atomi/cm³), precum și la o densitate ridicată de defecte de rețea — dislocații și asociații ale acestora (până la 10^4 /cm²).

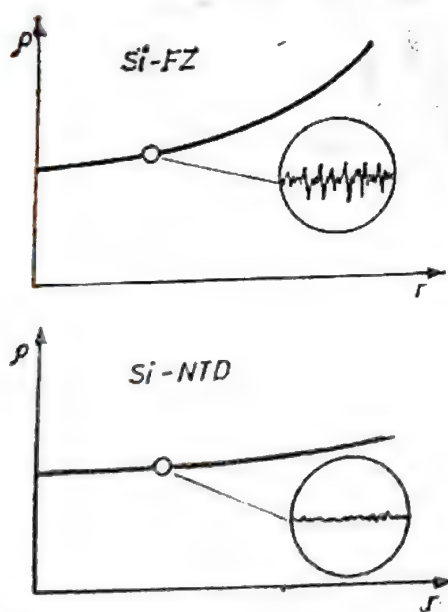


Fig. 3.5. Comparație între siliciul crescut prin metoda zonei flotante (FZ) și siliciul dopat prin transmutație nucleară (NTD), din punctul de vedere al gradientului lateral (după raza r a secțiunii transversale a lingoului) și „striatiilor” de rezistivitate (ρ).

O metodă superioară de creștere și purificare constă în deplasarea de-a lungul monocristalului a unei zone cu temperatura mai ridicată decât temperatura de topire (metoda topirii zonare sau a zonei flotante — FZ). Pe această cale rezultă o densitate foarte mică de dislocații (sub 500/cm²), o densitate practic nulă de defecte grave (asociații de defecte de rețea), un conținut redus de oxigen (sub 5×10^{16} atomi/cm³) și, prin controlul riguros al materiei prime, un conținut redus de carbon (sub 5×10^{16} atomi/cm³). De precizat că prezența oxigenului și carbonului în rețeaua cristalină conduce, în general, la creșterea curenților reziduali

ai joncțiunilor în blocare, obținându-se așa-numitele caracteristici de blocare „moi“ (vezi figura 3.4).

În cazul dispozitivelor de foarte mare putere care, practic, utilizează întreaga arie a plachetei sau o porțiune însemnată din aceasta pentru un singur dispozitiv, ca și în cazul dispozitivelor de tensiune foarte înaltă, neuniformitățile de dopare inerente metodei *FZ* pot fi dăunătoare prin aceea că străpungerea joncțiunilor semiconductoare va fi locală, putând conduce la distrugerea dispozitivului în funcționare. Gradientii laterali și „striațiile“ de rezistivitate se atenuează considerabil (vezi figura 3.5) prin aplicarea tehnicii avansate de dopare a monocristalului de siliciu foarte pur și de rezistivitate foarte ridicată cu ajutorul *transmutației nucleare (NTD)*, prin care izotopul ^{30}Si transmută în izotopul ^{31}P în urma bombardamentului cu neutroni (captură neutronică).

Debitarea plachetelor de siliciu din lingoul monocristalin se face prin *tăiere cu disc diamantat*. Tăierea produce la suprafața plachetei defecte ce se pot propaga în volumul acesteia în timpul proceselor termice ulterioare, afectând în același timp concentrația de suprafață și adâncimile de difuzie ale impurităților dopante și putând conduce chiar la apariția unor filamente puternic dopate de-a lungul defectelor induse.

Eliminarea stratului perturbat se face prin *slefuirea* suprafeței cu abrazivi în mediu de ulei sau apă, pe adâncimi de câteva zeci de μm .

Curățarea suplimentară a suprafeței și micșorarea rugozității se asigură prin *lustruirea chimică sau mecano-chimică* a plachetei. Ultima situație (suprafață „ogindă“) se impune atunci când în fluxul tehnologic urmează creșteri epitaxiale sau procese fotolitografice.

3.2. Realizarea structurilor

Structura este elementul activ al dispozitivului semiconductor și prezintă toate caracteristicile electrice funcționale pentru care este conceput acesta. Spre exemplu, unei structuri de tiristor i se pot aplica tensiunile de blocare în direct și invers precum și impulsuri de amorsare pe electrodul de poartă, spre a se testa comportarea sa electrică, întocmai ca pe un dispozitiv încapsulat. În fabricație această posibilitate prezintă o importanță deosebită deoarece permite selecționarea structurilor după parametrii electrice înainte de încapsulare și eliminarea acelor structuri care nu corespund cerințelor din programul de sortare finală. Ca urmare, se poate evita irosirea *materialelor scumpe specifice încapsulării* (cupru, argint, ceramică, sticlă, materiale plastice speciale ș.a.), a căror prelucrare în vederea montajului și etanșării impune tehnologii de prelucrare, măsuri de compatibilizare și precizie dimensională extrem de critice și costisitoare.

În figurile 3.6 și 3.7 sînt schițate cîteva tipuri de structuri. Pentru puterile mici și medii predomină formele pătrată, dreptunghiulară sau hexagonală, care permit decuparea cu pierderi minime din placheta de siliciu (vezi figura 3.8). Structurile de puteri și tensiuni mari au simetrie circulară, pentru a evita concentrările de cîmp electric caracteristice colțurilor, cît și pentru utilizarea maximă a spațiului disponibil în capsulă (de aseme-

nea circular, în general). Suprafețele cipului (structura din siliciu) sunt cuprinse între câțiva mm^2 și zeci de cm^2 , în funcție de puterea dispozitivului.

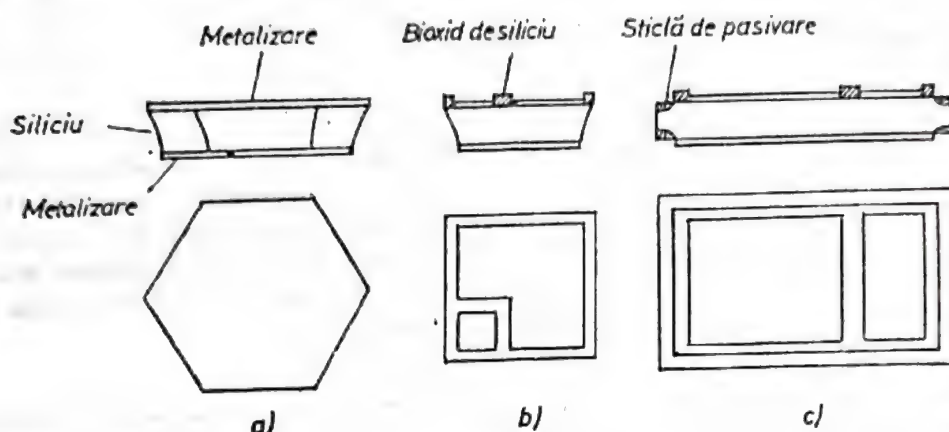


Fig. 3.6. Structuri de diode (a) și tiristoare (b, c) de mică și medie putere.

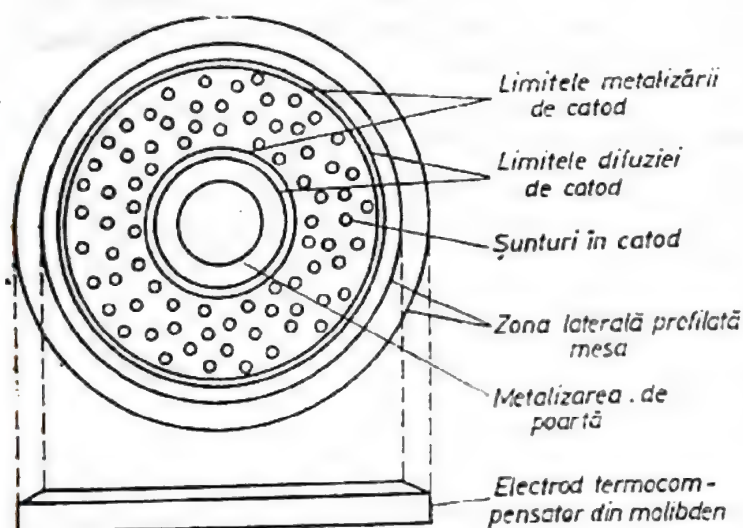


Fig. 3.7. Structură de tiristor de mare putere.

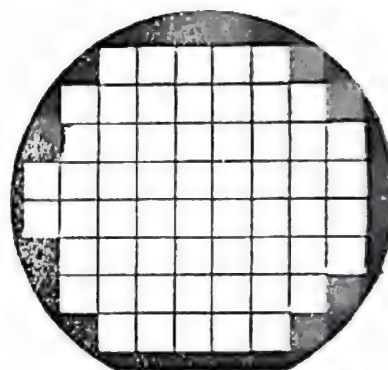


Fig. 3.8. Decuparea structurilor pătrate din placheta de siliciu.

Realizarea oricărei structuri de diodă sau tiristor presupune obligatoriu patru grupe mari de operațiuni :

a) formarea *straturilor de tip p și de tip n* în volumul monocristalului de siliciu ;

b) realizarea unor *contacte neredresoare (ohmice)* pe suprafețele electrozilor principali și de comandă ;

c) *separarea (decuparea)* cipurilor din plachetă ;

d) *prelucrarea, pasivarea și protejarea* porțiunilor în care joncțiunile *pn* întâlnesc suprafața exterioară a structurii.

În figurile 3.9 și 3.10 sunt ilustrate schematic transformările semiconductorului în toate cele patru etape, pentru o diodă și un tiristor. În cazul dispozitivelor rapide, intervine suplimentar și

e) procesul de *reducere a timpului de viață* al purtătorilor de sarcină minoritari din semiconductor.

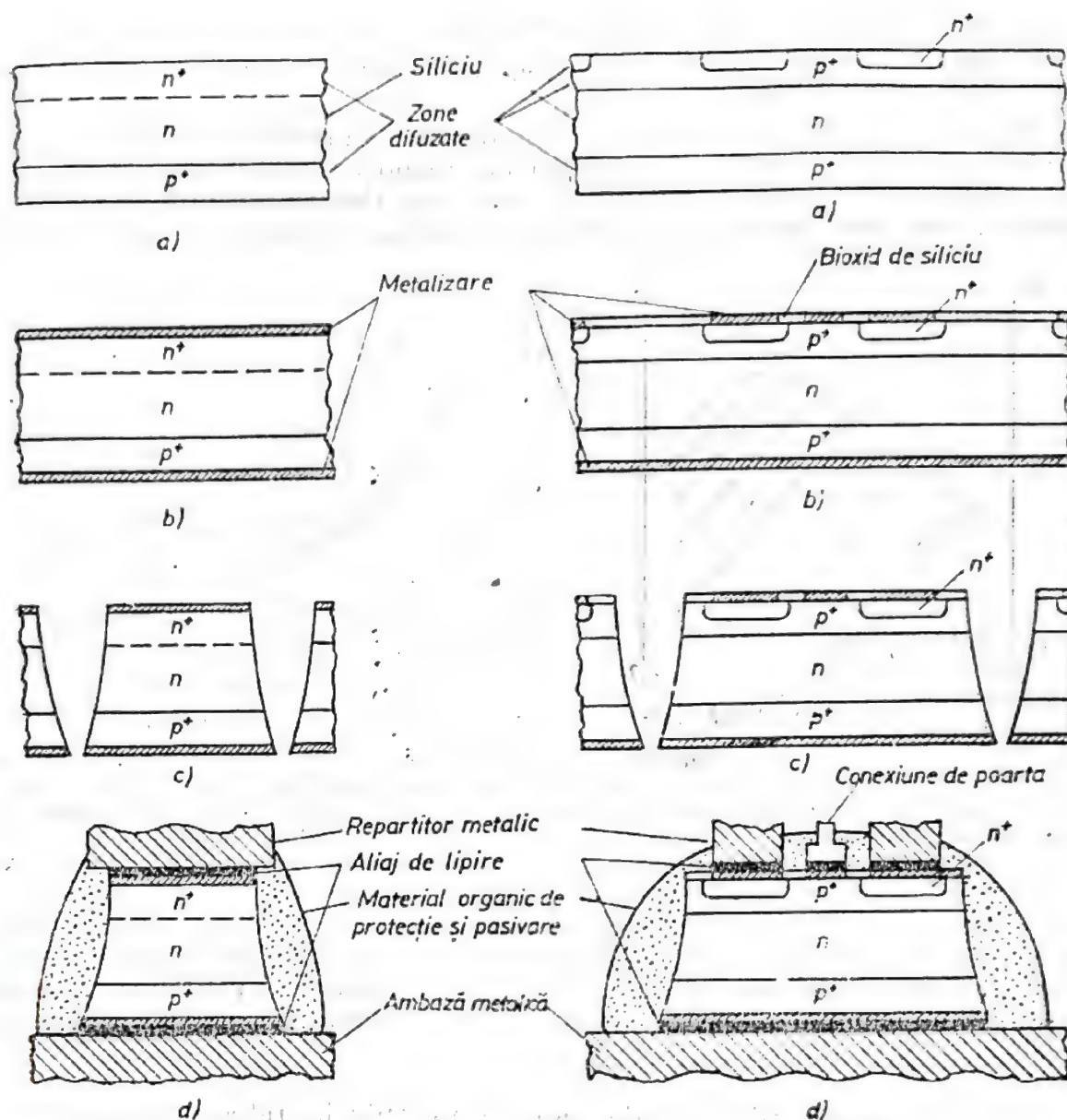


Fig. 3.9. Realizarea structurii de diodă :
 (a) formarea straturilor p și n ; (b) realizarea contactelor; (c) separarea din plachetă; (d) pasivarea și protejarea structurii.

Fig. 3.10. Realizarea structurii de tiristor :
 (a) formarea straturilor p și n ; (b) realizarea contactelor; (c) separarea din plachetă; (d) pasivarea și protejarea structurii.

3.2.1. Formarea straturilor de tip p și n

În capitolul precedent au fost prezentate configurațiile celor mai reprezentative tipuri de diode și tiristoare de putere. A rezultat că întreaga comportare electrică a dispozitivului este condiționată de felul cum sînt dispuse straturile de tip p și n într-un substrat inițial ales corespunzător.

O serie de criterii teoretice de proiectare permit stabilirea corelațiilor care există între parametrii electrici și cei tehnologici.

Astfel, se pot determina tensiunile de blocare maxim obținabile în funcție de rezistivitatea semiconductorului (care limitează tensiunea de

străpungere) și de grosimea zonei slab dopate (care condiționează tensiunea de pătrundere a regiunii de sarcină spațială până la marginea acestei zone — vezi figura 3.11).

Un alt exemplu este ilustrat în figura 3.12. Curentul de suprasarcină accidentală constituie o limitare majoră a dispozitivului, datorită depășirii temperaturii maxim admisibile a joncțiunii. Pentru tensiuni de blocare identice, deci pentru condiții tehnologice similare (conform figurii 3.11),

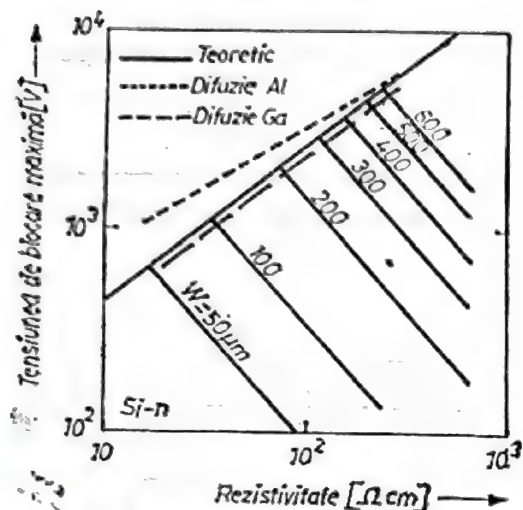


Fig. 3.11. Diagrame pentru determinarea tensiunii maxime de blocare în funcție de rezistivitatea semiconductorului și grosimea w a regiunii slab dopate.

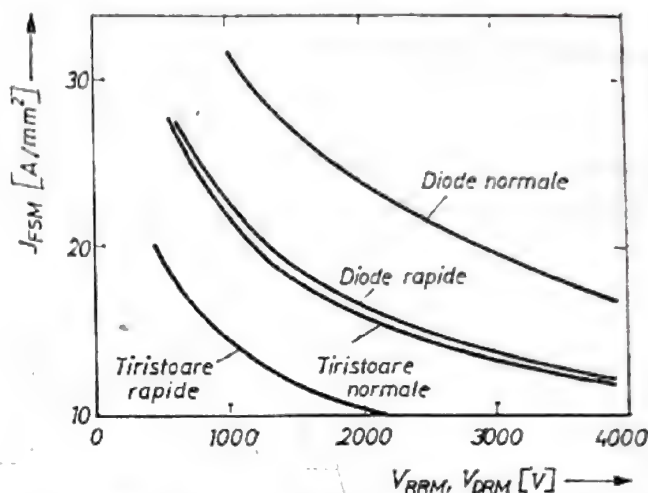


Fig. 3.12. Corelația între densitatea maximă de curent de suprasarcină accidentală și tensiunile de blocare maxime, pentru diodele și tiristoarele realizate la IPRS-BĂNEASA.

densitatea maximă de curent de suprasarcină este mai mică în cazul unei puteri disipate superioare (cazul dispozitivelor rapide în raport cu cele normale), respectiv în cazul dispozitivelor care utilizează pentru conducția curentului principal o parte mai mică din aria totală a structurii (cazul tiristoarelor în raport cu diodele).

Tipul de conductibilitate depinde de prezența în rețeaua monocristalină de siliciu a anumitor atomi de impuritate, donori sau acceptori de electroni, introduși acolo prin tehnici diverse, dintre care cele mai importante în domeniul semiconductoarelor de putere sînt *alierea* și *difuzia*.

- **Alierea** constă în formarea prin încălzire a unui aliaj — de exemplu aluminiu-siliciu — și recristalizarea sa prin răcire. Prin recristalizare, siliciul înglobează la solidificare atomi trivalenți acceptori de aluminiu care îi conferă o conductibilitate de tip p . Alierea conduce la obținerea unui profil foarte abrupt al concentrației de impurități (vezi figura 3.13). Profilul foarte abrupt constituie singurul avantaj pentru care se mai utilizează această tehnică greoaie (de exemplu pentru realizarea diodelor Zener de tensiuni joase), la care astăzi s-a renunțat aproape în întregime.

- **Difuzia** este unul din procesele tehnologice „cheie” în fabricarea diodelor și tiristoarelor.

În esență, difuzia constă în deplasarea lentă a atomilor de impuritate prin rețeaua monocristalină de siliciu, din zona concentrației ridicate de impurități în direcția concentrației scăzute. În figura 3.14 este ilustrat

profilul concentrației de impurități (pe scurt profilul de difuzie pentru două cazuri reprezentative) :

a) *Concentrația la suprafață* a impurităților N_s se menține constantă pe toată durata difuziei. Cu alte cuvinte sursa de impurități este suficient de bogată încât să completeze mereu ceea ce pătrunde în semiconductor.

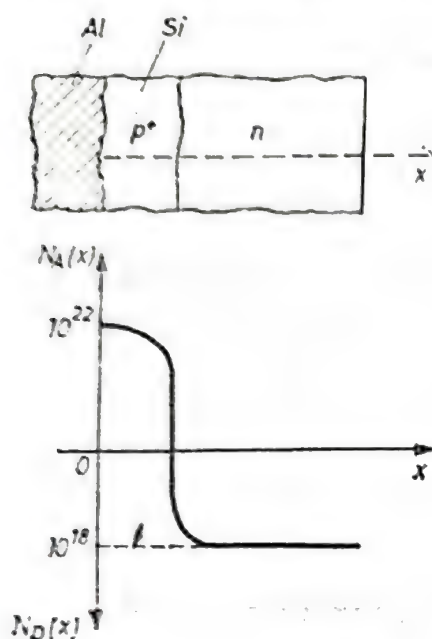


Fig. 3.13. Profil de impurități abrupt obținut prin aliere. N_A și N_D reprezintă concentrațiile de impurități acceptoare, respectiv donoare.

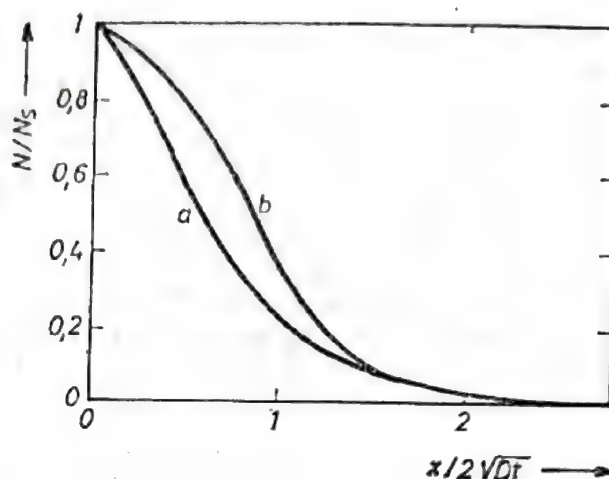


Fig. 3.14. Profile de impurități obținute prin difuzie: (a) $N_s = \text{constant}$; (b) $Q = \text{constant}$.

În acest caz concentrația de impurități variază în adâncime (x) și în timp (t) după relația

$$N(x, t) = N_s \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{Dt}}, \quad (3.1)$$

unde D este coeficientul de difuzie al impurităților în siliciu.

b) Concentrația N_s scade în timp pe durata difuziei, însă *cantitatea totală de impurități din semiconductor* Q rămâne constantă, ceea ce se întâmplă atunci când se îndepărtează sursa exterioară de impurități, iar difuzia are loc prin redistribuirea atomilor existenți, proveniți eventual din procesul descris la punctul a). În această situație profilul de impurități reprezintă o distribuție Gaussiană

$$N(x, t) = \frac{Q}{\sqrt{\pi Dt}} \exp\left(-\frac{x^2}{4Dt}\right) = N_s(t) \exp\left(-\frac{x^2}{4Dt}\right). \quad (3.2)$$

Numeroase alte cazuri mai complicate se întâlnesc în practică și sînt studiate în literatura dedicată difuziei, împreună cu rezolvările analitice sau numerice corespunzătoare.

Deși difuzia are loc la orice temperatură, viteza de înaintare a celor mai uzuale specii de impuritate este neglijabilă sub 1000°C . Proiectantul

și tehnologul de dispozitiv urmărește să obțină în urma difuziei o adâncime controlată de pătrundere a impurităților utile pentru formarea joncțiunii (x_j), o concentrație de suprafață N_s stabilită, precum și un anumit profil $N(x)$ al impurităților. În figura 3.15 este reprezentat profilul tipic de difuzie al unei diode de putere, iar în figura 3.16 profilul de difuzie al unui tiristor.

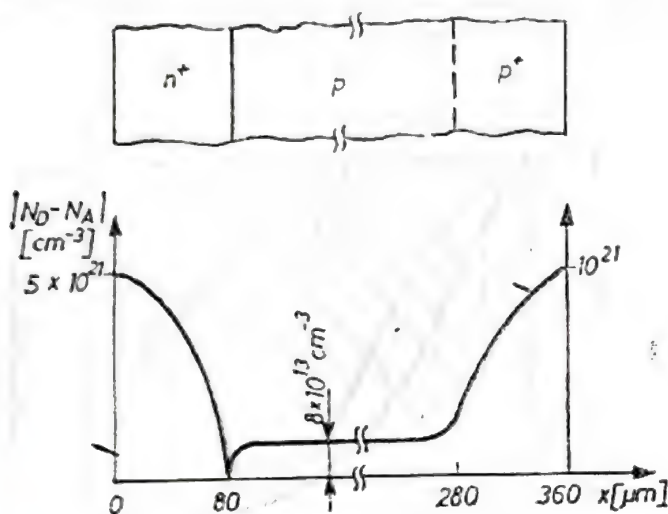
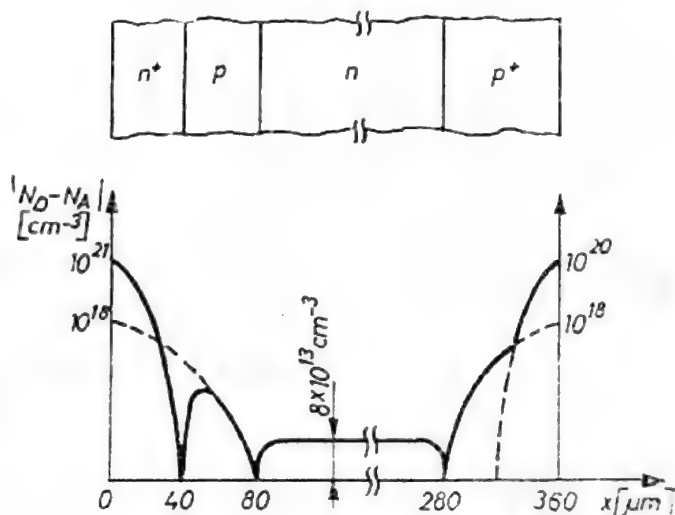


Fig. 3.15. Profil de difuzie pentru diode de putere.

Fig. 3.16. Profil de difuzie pentru tiristoare de putere.



Difuzia se realizează în cuptoare speciale care permit controlul riguros al temperaturii și curățeniei procesului. Plachetele de siliciu, poziționate în general vertical pe nacele adecvate, sînt introduse în tubul din cuarț sau din carbură de siliciu al cuptorului, în zona de „palier” care asigură pentru temperatură o precizie mai bună de $\pm 0,5^\circ\text{C}$. Necesitatea acestei precizii atît de ridicată derivă din dependența exponențială a coeficientului de difuzie de temperatura T

$$D = D_0 \exp \left(-\frac{E_a}{kT} \right) \quad (3.3)$$

unde E_a reprezintă o energie de activare, iar k — constanta lui Boltzmann.

Difuzia poate avea loc în *tub deschis* sau *închis*.

În primul caz prin tubul cuptorului curge un gaz (de exemplu azot, oxigen sau un gaz inert), care transportă vapori ai speciei dopante. Acești vapori sînt introduși în gazul purtător prin barbotarea, înaintea intrării în cuptor, a unor surse de difuzie lichide (de exemplu POCl_3 pentru fosfor și BBr_3 pentru bor).

Într-o altă variantă atomii de impuritate provin din așa-numitele surse de difuzie solide planare, care se prezintă sub forma unor plachete de bioxid de siliciu poros dopat (20...60%) cu compuși ai impurității (nitruri, oxizi etc.). Specia de impuritate exdifuzează din aceste surse fiind apoi preluată de gazul purtător și depusă pe plachetele de siliciu, în care ulterior va difuza.

În sfîrșit, difuzia se poate realiza și din surse pensulate, care constau în suspensii volatile ale speciei difuzante (în stare pură, oxid, nitrură sau alt compus) depuse pe plachetele de siliciu înaintea introducerii în cuptor.

În cazul difuziei în tub închis, specia dopantă este introdusă împreună cu plachetele de siliciu într-un tub de cuarț etanșat (fiolă), vidat și apoi umplut cu un gaz inert (de obicei argon) la o presiune astfel aleasă încît aceasta să atingă 1 atm la temperatura de proces, la care dopantul se evaporă și crează o atmosferă de concentrație uniformă în întreaga fiolă. Difuzia în tub închis permite și folosirea unor surse combinate pentru introducerea simultană în rețeaua cristalină a mai multor tipuri de impuritate (de exemplu difuzia de galiu — acceptor, respectiv fosfor — donor, din sursa de fosfură de galiu).

În sfîrșit, mai trebuie menționat faptul că, în mediu oxidant la suprafața plachetei de siliciu se pot forma oxizi cu conținut de atomi de impuritate (sticle dopate) care pot fi utilizate ca surse de difuzie în continuare, dar care prezintă și dezavantajul de a constitui ulterior straturi nedorite, greu de îndepărtat de pe suprafață.

În *Tabelul 3.1* se face o comparație între diferitele tipuri de difuzie. Pentru dispozitivele semiconductoare de mare putere, cărora le sînt caracteristice costurile ridicate, difuzia în tub închis se dovedește superioară atît din punct de vedere tehnic, cît și economic. În cazul dispozitivelor de mică și medie putere, mult mai ieftine, sînt preferate — în primul rînd pe criterii economice — difuziile în tub deschis.

Diodele și tristoarele de putere se remarcă, printre altele prin *difuzii adînci* (x_j de ordinul a zeci de μm), *gradienți de concentrație mici la joncțiuni*, precum și o deosebită *uniformitate a profilului de dopare* pe întreaga suprafață a plachetei. Toate acestea sînt necesare pentru obținerea unor tensiuni de blocare cît mai mari, pe arii de siliciu care să asigure curenți de conducție foarte mari. Așa se explică durata mare, uneori de zile în șir, a difuziilor pentru dispozitivele de putere. Pentru a mai cîștiga timp se folosesc temperaturile maxime care nu afectează iremediabil perfecțiunea rețelei cristaline, în intervalul 1200...1300°C.

În cazul diodelor de putere impuritățile utile de tip *p* difuzează *prin toată suprafața* viitorului anod iar cele de tip *n* *prin toată suprafața* viitorului catod. Se obține în final o plachetă de siliciu cu straturi p^+pn sau n^+np așa cum se vede în figura 3.17. Prin fragmentarea plachetei se obțin structurile diodelor de putere dorite.

Comparație între diferitele tipuri de difuzie.

Caracteristici Tip difuzie	Tub deschis			Tub închis
Sursa	gaz purtător	solidă planară	pensulată	simplă sau combinată
Uniformitatea pe plachetă	moderată	moderată	moderată	foarte bună
Uniformitatea pe lot	gradient de-a lungul tubului	bună	bună	foarte bună
Reproductibilitate	moderată	moderată	bună	bună
Selectivitate	da	da	nu	da
Număr pași proces	2	2	1	1
Formare de sticle dopate	moderată	intensă	foarte intensă	de loc
Randament	moderat	moderat	moderat	foarte mare
Dopări combinate	nu	nu	față-spate	da
Sensibilitate la contaminare	mare	mare	mare	mică
Cost/difuzie	mic	moderat	foarte mic	foarte mare
Productivitate aproximativă	200 plachete pe lot	100 plachete pe lot	1000 plachete pe lot	1000 – 2000 plachete pe lot

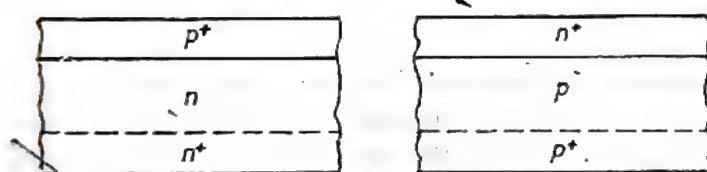


Fig. 3.17. Plachete de diode redresoare (difuzie neselectivă).

În cazul tiristoarelor și triacelor difuzia impurităților de tip n care dopează catodul trebuie să aibă loc numai prin anumite suprafețe precis delimitate ale plachetei de siliciu (vezi figura 3.18). Rezultă că în anumite

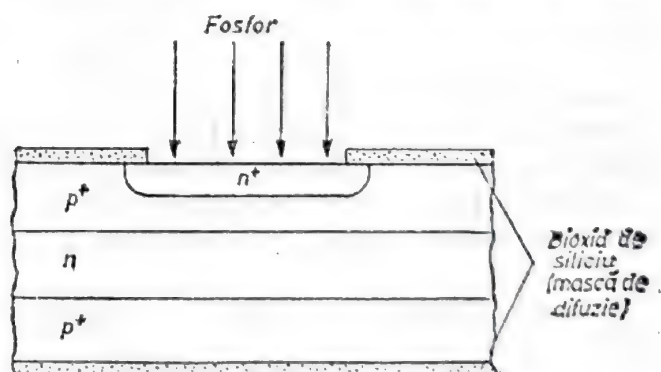


Fig. 3.18. Difuzia selectivă la tiristoare.

porțiuni pătrunderea atomilor de impuritate trebuie împiedicată cu ajutorul unui strat de baraj cu geometrie adecvată. Se utilizează tehnologia

atit de ingenioasă care a revoluționat fabricarea dispozitivelor semiconductoare și a condus la apariția circuitelor integrate: **fotogravura** straturilor de bioxid de siliciu. Proprietatea bioxidului de siliciu de a fi în oarecare măsură „impermeabil” la pătrunderea unora dintre speciile de atomi utili de impuritate (de exemplu fosfor, bor) îl face să fie un strat de baraj ideal pentru scopul arătat mai sus. Tehnica de fotogravură constă în delimitarea cu mijloace fotochimice a zonelor acoperite cu oxid de zonele în care oxidul a fost îndepărtat (gravat), așa cum reiese din desenul simplificat din figura 3.19 în cazul utilizării așa-numitului strat fotosensibil

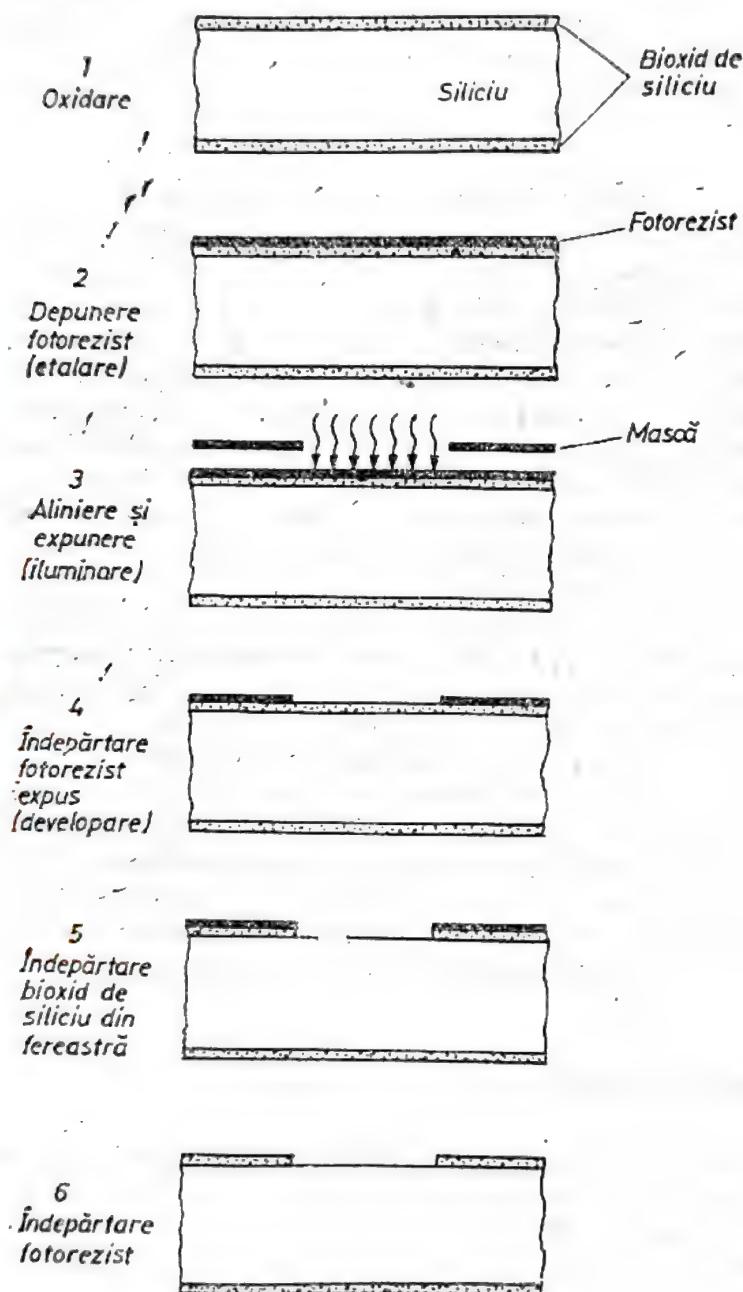


Fig. 3.19. Etapele procesului de fotogravură.

(fotorezist) pozitiv, care în zonele iluminate devine solubil în soluții specifice. O situație inversă, dar similară ca mod de lucru, se petrece în cazul utilizării fotorezistului negativ (devine solubil în porțiunile neexpuse la lumină).

O metodă mai rapidă și mult mai ieftină decât procesele fotolitografice, aplicabilă numai plachetelor rugoase și pentru geometrii cu toleranțe necritice (zeci de μm), constă în mascarea serigrafică a plachetelor, prin depunerea pe suprafața plachetei a unei pelicule de cernelă serigrafică, printr-o sită fină care a fost în prealabil impermeabilizată selectiv prin metode fotografice. Această tehnică se aplică la fabricarea tiristoarelor de putere mare, ale căror dimensiuni orizontale minime depășesc $100\ \mu\text{m}$.

Un aspect specific proceselor selective (atât pentru difuzii, cât și metalizările ulterioare) rezidă în necesitatea *alinierii măștilor* în fazele succesive de fotogravură sau serigrafie. Cu cât toleranțele dimensionale ale structurii sînt mai reduse, cu atât alinierea este mai critică. În cazul triacelor se practică difuzii și metalizări selective atât pe fața cât și pe spatele plachetei, astfel încît este necesară *dubla aliniere față-spate a măștilor* cu geometria orizontală realizată la fazele anterioare.

În capitolul precedent s-a subliniat *importanța „conserării” timpului de viață al purtătorilor de sarcină în timpul procesului tehnologic și a reducerii lui controlate numai pentru dispozitivele rapide*. S-a arătat că scăderea necontrolată a timpului de viață înrăutățește proprietățile redresoare ale diodelor și tiristoarelor, mărind pierderile de energie în conducție și blocare. Pericolul principal îl constituie pătrunderea în rețeaua monocristalului de siliciu a unor impurități nedorite, alături de cele utile care sînt difuzate intenționat. Impuritățile nedorite, în special atomi metalici cu nivele de energie „adînci” în banda interzisă (aur, platină, argint, cupru, zinc, fier, nichel, sodiu ș.a.) precum și defectele rețelei cristaline reduc drastic timpul de viață prin efectul de capcană asupra purtătorilor de sarcină. Tehnologii vorbesc de un fenomen de „otrăvire” a rețelei cristaline cu atomi sau defecte capcană. Evitarea acestui efect nedorit presupune numeroase măsuri de precauție pentru manipularea și pregătirea plachetelor în vederea și în timpul difuziei: *atmosferă desprăfuită, spălări laborioase în apă demineralizată și reactivi de puritate electronică, procese termice riguros controlate* cu variații lente de temperatură, în vederea reducerii riscului de deteriorare a rețelei cristaline a siliciului etc. Mai mult, sînt practicate procese tehnologice specifice de captare și extragere a impurităților și de anihilare a defectelor nedorite din semiconductor (denumite generic *proces de getterizare*). Natura a făcut ca majoritatea atomilor metalici „paraziți” să difuzeze mult mai rapid decât impuritățile utile sporind astfel dificultățile complicatului proces de difuzie.

3.2.2. Realizarea structurilor rapide și de comutație

Creșterea vitezei de comutație a dispozitivelor semiconductoare se obține prin *reducerea controlată a timpului de viață al purtătorilor de sarcină mobili minoritari*. Acest lucru se poate realiza pe mai multe căi:

a) difuzia unor *impurități* care se comportă ca *centri de recombinare* pentru purtătorii mobili (de exemplu aur sau platină);

b) inducerea unor *defecte în rețeaua monocristalină*, prin iradiere cu particule elementare suficient de energetice (electroni, neutroni), defectele create avînd același rol de *centri de recombinare* pentru purtătorii mobili. Spre deosebire de primul caz, efectele iradierii sînt reversibile în urma unui tratament termic de temperatură nu prea ridicată (sute de $^{\circ}\text{C}$), ceea

ce oferă posibilitatea reluării pentru remediere a unor eventuale iradiieri nereușite, fără a compromite rezultatele tratamentelor termice anterioare, desfășurate la temperaturi mult mai ridicate.

O precauție specială trebuie luată în privința *parametrilor electrici care se alterează în urma reducerii timpului de viață al purtătorilor minoritari*: tensiunile de conducție în direct și curenții de blocare *crește*, iar sensibilitatea față de impulsurile de comandă *scade*. Așadar, din punct de vedere tehnologic se impune găsirea unui proces optimizat de creștere a vitezei de comutație fără compromiterea peste anumite limite a celorlalte performanțe de dispozitiv.

Timpul de comutare poate fi redus suplimentar micșorând cantitatea totală de sarcină de minoritari stocată, prin reducerea grosimii regiunii slab dopate, cu prețul scăderii capabilității de blocare, dar și cu avantajul micșorării căderii de tensiune în direct. Pentru aceasta, structura activă se realizează într-un strat de siliciu subțire, slab dopat, crescut epitaxial pe un substrat de siliciu gros, cu conductibilitate electrică foarte mare, având în primul rând rolul unui suport mecanic adecvat. Acesta este cazul *diodelor ultrarapide*.

O metodă radicală de reducere practic la zero a timpilor de comutație constă în realizarea unor dispozitive a căror funcționare nu se mai bazează decât pe purtătorii de sarcină majoritari — *diodele Schottky*.

3.2.3. Realizarea contactelor ohmice pe suprafețele electrozilor principali sau de comandă

Legătura electrică dintre monocristalul de siliciu dopat cu impurități și circuitul exterior se realizează prin intermediul unor straturi metalice depuse pe suprafața electrozilor principali (anod, catod) și de comandă

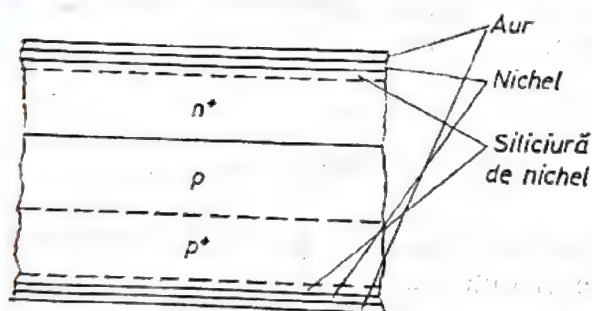


Fig. 3.20. Metalizare chimică pentru plăcuțe de diode.

(poarta, în cazul tiristoarelor). Așa cum rezultă și din figura 3.20 metalele de contact se depun după ce este realizată configurația straturilor *pn* specifică dispozitivului.

Contactul ohmic al structurilor de putere trebuie să îndeplinească cerințe comune și altor dispozitive semiconductoare [6]:

- rezistență de contact mică;
- aderență maximă a stratului metalic;

c) compatibilitatea metalului depus cu elementele de contact din construcția dispozitivului semiconductor, exterioare structurii.

Dispozitivelor de putere le sînt însă caracteristice *suprafețele mari ale contactului* (pînă la zeci de cm^2) și *solicitarea termică deosebit de intensă* (variații de temperatură de zeci de grade în cîteva secunde). O degradare a contactului chiar pe o porțiune redusă din suprafața metalizată poate compromite în timp scurt întregul dispozitiv prin disiparea masivă de putere în porțiunea afectată. Apare deci justificată preocuparea producă-

torului pentru un contact neredresor ferm, cu rezistență îndelungată la variațiile de temperatură.

Caracterul ohmic al contactului metal-semiconductor constă în *valoarea extrem de redusă a rezistenței specifice de contact*. Acest parametru este condiționat de înălțimea și lărgimea barierei de potențial ce se formează între metal și semiconductor [6]. O barieră suficient de scăzută și/sau îngustă asigură micșorarea rezistenței specifice de contact sub $10^{-4} \Omega \text{cm}^2$, astfel încât căderea de tensiune pe contact (mult sub 10 mV la o densitate de curent de 100 A/cm²) este neglijabilă în raport cu tensiunile pe zonele active ale dispozitivului. Metalele uzuale conduc la bariere prea înalte pentru obținerea contactelor ohmice, așa încât în practică se preferă îngustarea barierei prin *doparea superficială* puternică cu impurități a semiconductorului. În cazul dispozitivelor de putere, aceasta se realizează în primul rând prin difuzie, dar și prin penetrarea în semiconductor a unor atomi dopanți conținuți în stratul metalic (chiar atomi ai metalului — în cazul contactelor de aluminiu pe siliciu, sau impurități din stratul metalic — de exemplu fosforul conținut în stratul de nichel depus chimic), în urma tratamentului termic postmetalizare.

Pentru realizarea contactului ohmic pe structurile diodelor și tiristoarelor de putere se folosesc trei tehnologii principale.

- a) *depunerea chimică și electrochimică* a unui sau mai multor straturi de metal (nichel, aur, plumb, etc.);
- b) *depunerea prin evaporare în vid* a unui sau mai multor straturi de metal (nichel, crom, titan, argint, aur, etc.);
- c) *alierea siliciului* (de exemplu cu aluminiu, eventual aliaj aluminiu-siliciu) pe un suport metalic (wolfram, molibden) cu coeficientul de dilatare apropiat care să confere ansamblului siliciu-suport a rezistență ridicată la variații de temperatură.

Metodele chimice, foarte productive, dar cu un grad mai scăzut de uniformitate și reproductibilitate, sînt utilizate cu predilecție pentru dispozitivele de mică și medie putere. Evaporarea și alierea pe electrod termocompensator, procese mai puțin productive, costisitoare, însă de o bună reproductibilitate și uniformitate, sînt caracteristice dispozitivelor de mare putere (arie mare).

3.2.4. Separarea și pasivarea structurilor semiconductoare

În descrierea procesului de difuzie s-a arătat că procesul tehnologic de realizare a joncțiunilor *pn* comportă nenumărate precauții și măsuri de acuratețe. Printr-o fabricație bine condusă se pot realiza în volumul semiconductorului joncțiuni cu excelente proprietăți de blocare (cu alte cuvinte curenții reziduali foarte mici și inițierea avalanșei uniform, în întreg volumul structurii).

Din păcate, în toate cazurile, joncțiunea *pn* are porțiuni care ies la suprafață venind în contact cu mediul înconjurător.

În calitate de exemple tipice se vor examina cele două structuri desenate în figura 3.21. În cazul (a) impuritățile au difuzat în siliciu printr-o fereastră deschisă în stratul de bioxid de siliciu, formînd o joncțiune *pn*. Se observă că zona în care joncțiunea iese la suprafață este protejată de stratul de oxid. În practică, această tehnologie, denumită „*planară*” nu poate asigura tensiuni înalte de blocare deoarece cu mult înainte ca ava-

lanșa să se producă în zona plană, a pară străpungerea în porțiunea de curbură a joncțiunii, unde câmpul electric este mult mai intens. La dispozitivele de putere această tehnologie este utilizată pentru obținerea joncțiunilor nesupuse unor tensiuni de blocare mari (de exemplu joncțiunea poartă-cathod la tiristoare).

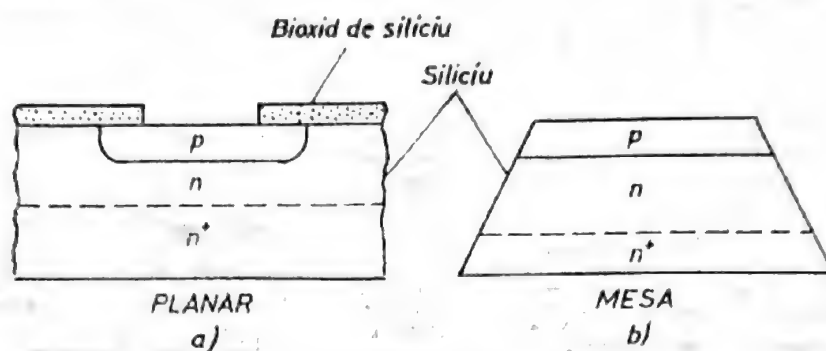


Fig. 3.21. Joncțiuni pn planară (a) și mesa (b).

Diodele și tiristoarele de putere sînt realizate în evasitotalitatea lor printr-o altă tehnologie, evitîndu-se curbarea joncțiunilor pn care trebuie să suporte tensiuni de blocare ridicate. Impuritățile sînt difuzate prin toată suprafața structurii, iar joncțiunea pn iese din volum printr-o porțiune, situată pe „muchia” structurii. Tehnologia, ca și structurile de acest tip poartă denumirea de „mesa”. Comportarea în volum a structurilor „mesa” este excelentă, dar prelucrarea și protejarea suprafeței laterale presupune o complicată succesiune de operațiuni pentru separarea structurilor, realizarea profilului lateral tip „mesa” și — în final — pasivarea acestei zone. Aceste operațiuni sînt ilustrate pentru cîteva situații concrete în figura 3.22.

- Separarea structurilor semiconductoare din placheta de siliciu se poate realiza cu mijloace mecanice (zgîriere cu vîrf diamantat, decupare cu jet abraziv — sablare), chimice (corodarea selectivă a unor șanțuri în placheta de siliciu) sau cu laser (topire locală a semiconductorului).

- Conturarea profilului „mesa” se bazează pe metode mecanice (decupare cu disc diamantat profilat, conturare prin sablare cu jet de abraziv la unghiul dorit, șlefuire mecanică în suspensie abrazivă cu ajutorul unor cupe metalice cu rază de curbură adecvată) sau chimice (însăși corodarea chimică asigură obținerea unui astfel de profil). Din rațiuni legate de fizica dispozitivului semiconductor, comentate în capitolul precedent, profilul „mesa” optimizat presupune asigurarea unor unghiuri bine alese între joncțiunile pn și suprafața laterală a structurii. Pentru ca străpungerea să nu aibă loc în zona de margine a structurii, este necesară realizarea așa-numitului unghi favorabil pozitiv (unghi ascuțit în zona slab dopată — vezi figura 3.23). În cazul tiristoarelor, existența a două joncțiuni paralele care trebuie să blocheze tensiuni mari crează complicații în asigurarea unghiului favorabil pentru ambele joncțiuni (vezi figura 3.23).

- Pasivarea presupune, ca etapă preparativă, prelucrarea chimică a suprafeței laterale pentru îndepărtarea stratului de siliciu perturbat mecanic și impurificat (decapare), urmată de acoperirea acestei suprafețe cu un strat dielectric protector, de natură organică (polimer) sau anorganică (sticlă specială, oxizi), care are atît rol de pasivare, adică de a forma legături chimice cu atomii de la suprafață rămași cu legături nesatisfăcute în urma întreruperii rețelei cristaline, cît și rol de protecție față de agresivitatea fizico-chimică a ambianței înconjurătoare (umiditate, ioni mobili

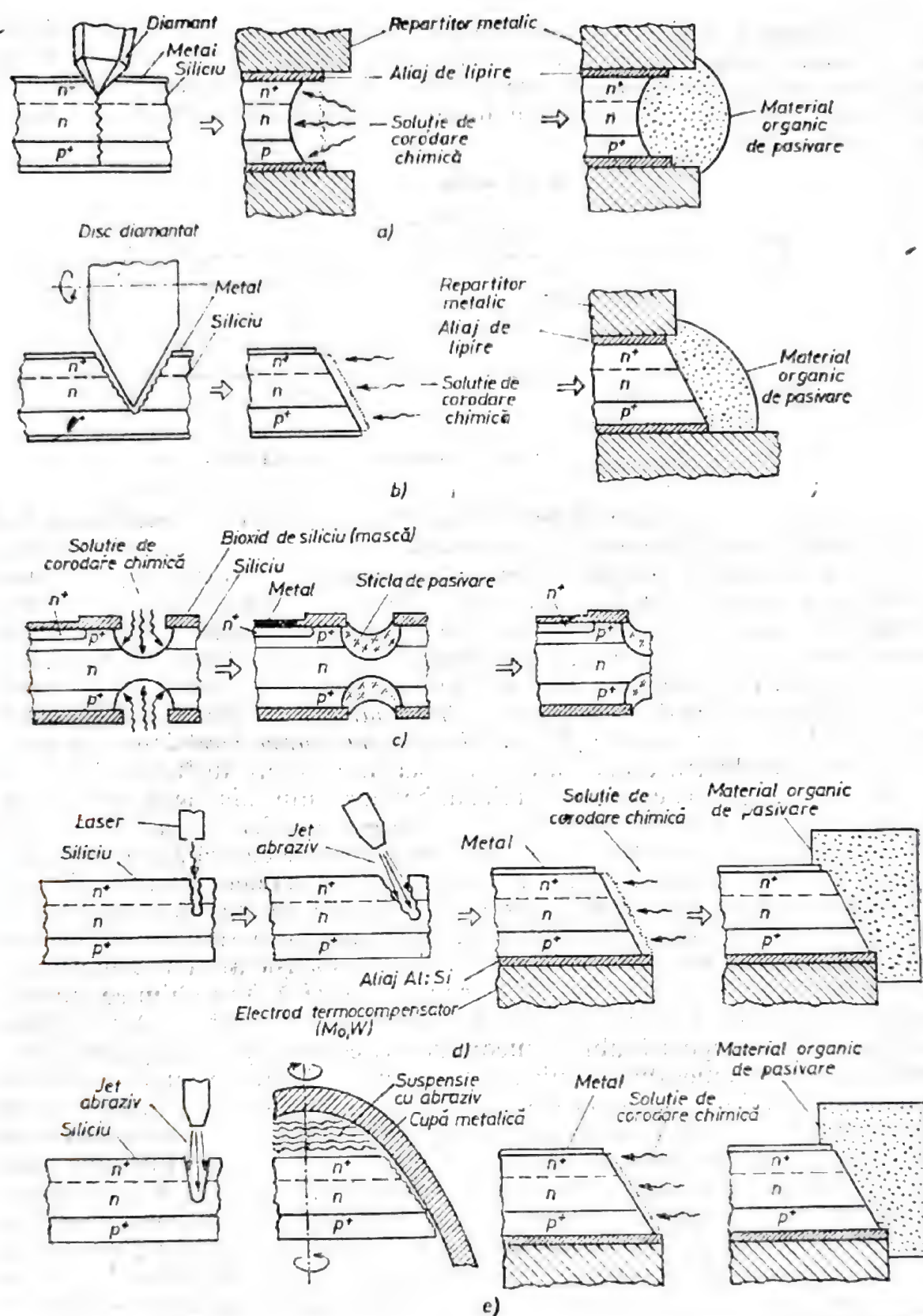


Fig. 3.22. Metode de separare, profilare și pasivare a structurilor mesa : (a) diodă decupată cu vîrf diamantat, profilată mesa prin corodare chimică și pasivată organic; (b) diodă decupată și profilată mesa cu disc diamantat, corodată chimic și pasivată organic; (c) tiristor profilat mesa prin corodare chimică, pasivat cu sticlă și separat cu disc diamantat; (d) diodă decupată cu laser, profilată mesa cu jet abraziv, corodată chimic și pasivată organic; (e) diodă decupată cu jet abraziv, profilată mesa cu suspensie abrazivă în cupă metalică, corodată chimic și pasivată organic.

etc.). În plus, eventualele sarcini electrice fixe sau mobile (ioni) din stratul dielectric influențează câmpul electric din semiconductor în apropierea suprafeței laterale.

Dacă se imaginează dispozitivul real ca fiind format dintr-un dispozitiv „de volum” și unul „de suprafață” conectate în paralel (vezi figura 3.24) rezultă că obiectul pasivării este obținerea unui dispozitiv „de suprafață” cu proprietăți de blocare cât mai stabile și apropiate de cele de „vo-

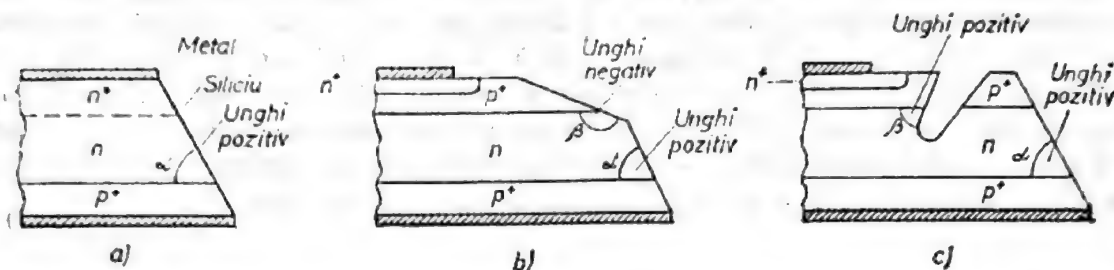


Fig. 3.23. Profile mesa : (a) diodă cu unghi pozitiv ; (b) tiristor cu unghi pozitiv (α), și negativ (β) ; (c) tiristor cu dublu unghi pozitiv (α , β).

lum”. Dependența puternică a curentului rezidual I_{RS} de forma, calitatea prelucrării și curățenia suprafeței fac din pasivare una dintre etapele cele mai critice în realizarea diodelor și tiristoarelor de putere. De cele mai multe ori problemele de blocare ale acestor dispozitive provin din șuntarea volumului de către curenții reziduali de valoare mai mare pe suprafață. De calitatea și stabilitatea legăturilor chimice formate la interfața pasivant-semiconductor și de starea electrică rezultată în urma „fixării” diferitelor specii de ioni depind în mod esențial proprietățile de blocare ale viitorului dispozitiv.

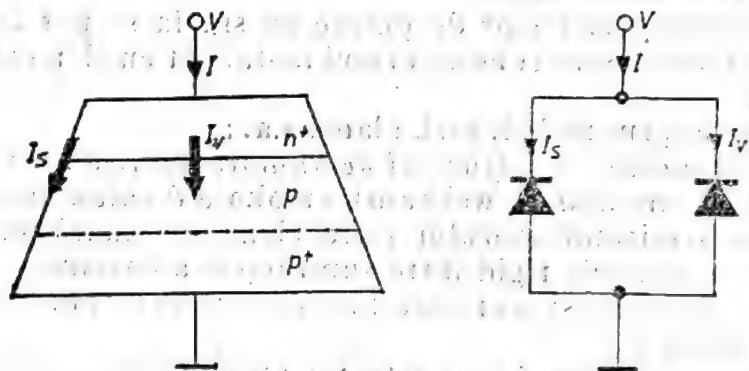


Fig. 3.24. Diodă mesa și schema sa echivalentă în blocare (cu două diode în paralel).

În timp ce pasivarea cu sticlă (glasivare) se aplică pe plachetă, la nivelul structurii, pasivarea organică se realizează în general pe structuri lipite sau aliate pe elemente metalice, care conferă robustețea mecanică necesară în timpul procesului. Ambele metode au avantaje și dezavantaje care, în prezent, delimitează folosirea uneia sau alteia în funcție de scopul urmărit și nivelul tehnologic al producătorului. Este cert că glasivarea câștigă teren, dar deocamdată pasivanții organici sînt preferați pentru dispozitivele de mare putere și înaltă tensiune. În cazul diodelor și tiristoarelor de mică și chiar medie putere, anumite tehnologii de glasivare conferă o stabilitate excepțională în blocare.

Este important ca tehnologia folosită să permită o caracterizare cât mai completă a structurilor înainte de încapsulare. În acest fel se evită cheltuiala materială și manopera aferente încapsulării unor structuri defecte. În cazul dispozitivelor de mare putere se măsoară pe structuri (aliante) cvasitotalitatea parametrilor electrice ai dispozitivului final, decizia de montaj fiind temeinic justificată. Pentru structurile mici care se fabrică în număr de sute de mii sau milioane pe lună se face apel la metode statistice de evaluare a calității pentru luarea deciziei de montaj. Proprietățile de blocare ale structurilor de mică și medie putere pasivate organic se pot măsura, în general, numai după lipirea pe ambază, pasivarea fiind ulterioară acestui proces. Pentru unele categorii de diode și tiristoare de puteri mici, și anume cele glsivate, structurile se măsoară bucată cu bucată pentru clasificarea după tensiunea de blocare iar în cazul tiristoarelor și după parametrii de amorsare.

3.3. Încapsularea

Structura semiconductoare se montează, în general, pe un suport metalic (ambază, grilă) și se închide cu ajutorul unei piese numită *capotă*, care conține trecerea metal-dielectrică (ceramică, sticlă) sau prin înglobare într-o rășină dielectrică de încapsulare.

Încapsularea asigură, pe de o parte, contactarea electrică, termică și mecanică adecvată a structurii semiconductoare, făcând-o accesibilă din punct de vedere electric și termic dinspre exterior, iar pe de altă parte, protecția față de mediul înconjurător (umiditate, praf, agenți chimici, ionizare, radiații), robustețea mecanică și manevrabilitatea necesare în condițiile concrete de utilizare.

Tehnologiile dispozitivelor de putere cu siliciu se pot clasifica după modul de contactare a semiconductorului metalizat cu elementele metalice adiacente [7]:

- a) lipirea pe cupru, nichel, oțel, alamă ș.a.;
- b) alierea pe metale cu coeficienți de dilatare termică cât mai apropiați de cel al siliciului (molibden, wolfram), cu aliaje de aluminiu și siliciu;
- c) presarea semiconductorului între elemente metalice, evitându-se astfel un contact mecanic rigid între suprafețele adiacente.

Se utilizează frecvent și variante hibride (de exemplu aliere + lipire, sau presare + aliere).

• **Lipirea** (vezi figura 3.2.a) este un proces ieftin, realizat cu aliaje pe bază de plumb în cuptoare la temperaturi nu prea ridicate (250...450°C), cu atmosferă reducătoare (hidrogen sau azot hidrogenat ultrapure) în vederea evitării prezenței oxizilor în/pe materialele care participă la lipire. Limitările legate de cavitățile formate în aliajul de lipire, diferențele de coeficienți de dilatare ai materialelor adiacente, umectarea imperfectă ș.a. fac ca această metodă să fie utilizată în mod curent mai ales în domeniul puterilor mici și medii.

• **Alierea** (vezi figura 3.2.b) prezintă proprietăți superioare lipirii (aderență îmbunătățită, densitate mult mai mică a cavităților în aliaj, împerechere a coeficienților de dilatare, micșorarea tensiunilor mecanice în siliciu și aliaj) însă este mai costisitoare, aplicându-se în special dispozitivelor de puteri și arii mari. Procesul are loc la temperaturi mai ridicate (600...800°C) în atmosferă reducătoare de înaltă puritate.



• Presarea (vezi figurile 3.2.c...e) conduce la complicarea considerabilă a construcției dispozitivului. Astfel, se remarcă prezența unor elemente auxiliare (elemente metalice pentru contact și pentru preluarea denivelărilor elementelor adiacente, elemente elastice pentru asigurarea forțelor de presare necesare — sute de kN, elemente dielectrice pentru izolări interioare). Piesele puse în contact trebuie să fie deosebit de curate și prelucrate cu înaltă precizie, iar atmosfera din capsulă trebuie să fie inertă, pentru a preveni formarea în timp a straturilor de oxid pe suprafețele puse în contact. Suprafețele adiacente contactate prin presare trebuie să constituie în general perechi de metale cu proprietăți antifricțiune, care se vor putea deforma (în urma variațiilor termice) relativ independent, cu micșorarea corespunzătoare a solicitărilor mecanice distructive. Astfel de deformări se accentuează odată cu creșterea dimensiunilor ariilor contactate, astfel încât presarea este preferată altor metode la dispozitivele de arii (deci de puteri) foarte mari.

În continuare, în Tabelul 3.2, se compară performanțele corespunzătoare celor trei metode de contactare [7]. Se notează cu P_0 puterea maximă în curent continuu la o densitate dată de curent în conducție directă (de exemplu 100 A/cm^2 prin semiconductorul avînd aria activă S . În primă aproximație $P_0 \sim S$. Rezistențele specifice de contact și cele serie parazite sînt neglijabile. Rezistența termică joncțiune-capsulă (R_{nj-c}) are variația aproximativă $R_{nj-c} \sim 1/S \sim 1/P_0$, ceea ce este confirmat în figura 3.25.

Tabelul 3.2

Comparație între performanțele metodelor de contactare la câteva tipuri semnificative de diode și tiristoare fabricate la IPRS-BANEASA, pentru $P_0 = 1 \dots 1500 \text{ W}$.

Parametrul	Lipire	Aliere+Lipire	Presare+Aliere	Presare
Rezistențele specifice de contact și serie parazite $< (\ll) (\Omega \text{ cm}^2)$	10^{-4}	10^{-4}		
Rezistențele specifice termice joncțiune-capsulă ($^{\circ}\text{Ccm}^2/\text{W}$)				
— grilă	0,35...0,4	0,38	0,33...0,45 0,18...0,27	0,38
— ambază	0,15...0,25			
— disc				
Stress maxim				
— aliaj : $\sigma(\text{kgf/mm}^2)$	— (24...40)	— (12...14)		—
— aliaj : σ/σ_r	0,45...1	0,38(Al)...0,64(Al-Si)		—
Număr minim cicluri obsoală termică	$0,5 \cdot 10^4$	10^4	$2 \cdot 10^4$	$> 2 \cdot 10^4$
C_c/C_t				
— cu Au	0,06...0,08	0,58	0,31...0,50	0,17
— fără Au	0,004...0,01		0,22...0,28	
C_c/P_0				
— cu Au	0,10...0,25	1,70	0,65...1,08	0,47
— fără Au	0,007...0,015		0,44...0,82	

La puteri scăzute (S mic) evacuarea laterală considerabilă a căldurii alterează această proporționalitate. Rezistența specifică termică joncțiune-capsulă ($R_{thj-c} \cdot S$) este minimă pentru dispozitive lipite pe ambază de cupru, crescând considerabil în cazul lipirii pe alamă sau alierii pe molibden (urmată de lipire sau presare pe cupru). Atunci când are loc

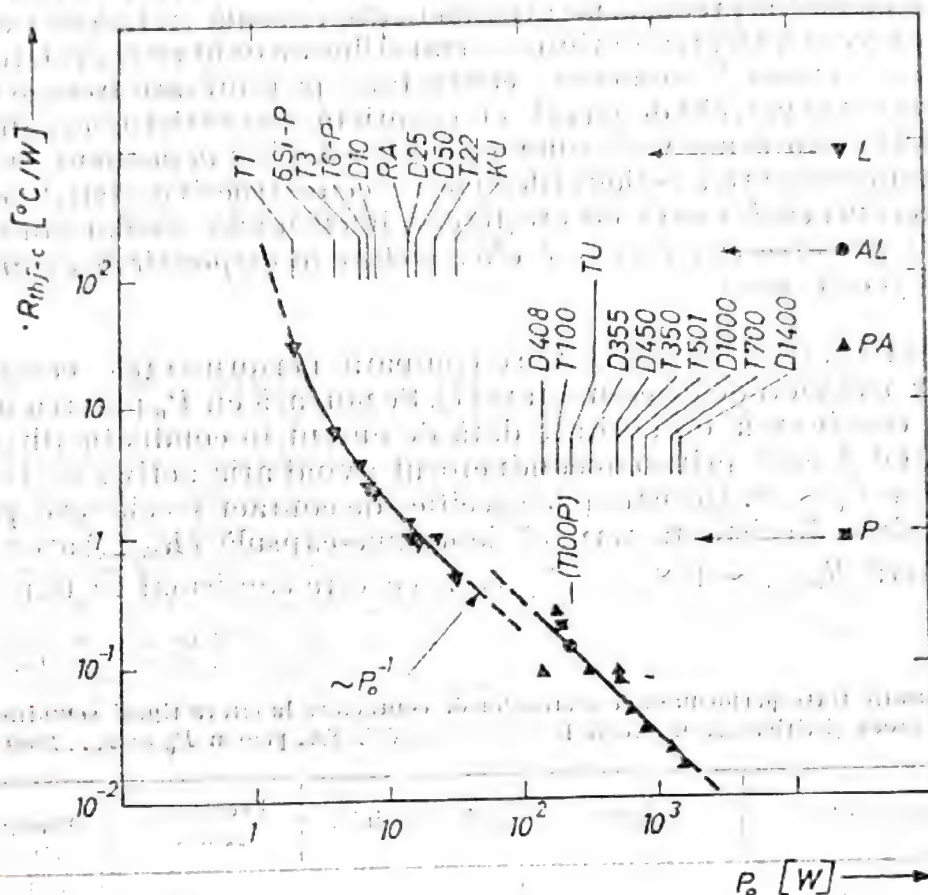


Fig. 3.25. Rezistența termică joncțiune-capsulă în funcție de puterea maximă în curent continuu la 100 A/cm², pentru diferite tehnologii de contactare utilizate la IPRS-BĂNEASA. (L — lipire, AL — alierie și lipire, P — presare, PA — presare și alierie).

evacuarea bilaterală a căldurii (cazul capsulelor disc), acest parametru se reduce practic cu 50 %. Solicitățile termo-mecanice, exprimate prin raportul dintre tensiunile mecanice (σ) și valoarea acestora la rupere (σ_r) sînt mari în cazul lipirii, medii în cazul alierii și practic nule în cazul presării pure, ceea ce conduce la îmbunătățirea considerabilă a rezistenței la oboseală termică * în cazul alierii în comparație cu lipirea, respectiv în cazul presării în comparație cu alierea.

În alegerea metodei de contactare nu se poate face abstracție de aspectele economice. În figura 3.26 este ilustrată variația costurilor materiale totale (C_t), respectiv aferente contractării (C_c), în funcție de P_0 . Este de așteptat $C_c \sim S$, ceea ce este confirmat de proporționalitatea $C_c \sim P_0$. Odată cu trecerea de la lipire, la aliere și apoi la presare, crește ponderea C_c în C_t , datorită în primul rînd elementelor metalice și auxiliare

* Variații rapide și repetate ale temperaturii, de exemplu între 25°C și 125°C, între 30 ... 300 s

(o contribuție însemnată avînd și materialele utilizate pentru metalizarea semiconductorului). Altfel spus, crește costul pe watt al contractării. Cele arătate explică opțiunea pentru lipire la puteri mici și medii, respectiv pentru aliere și presare la puteri mari.

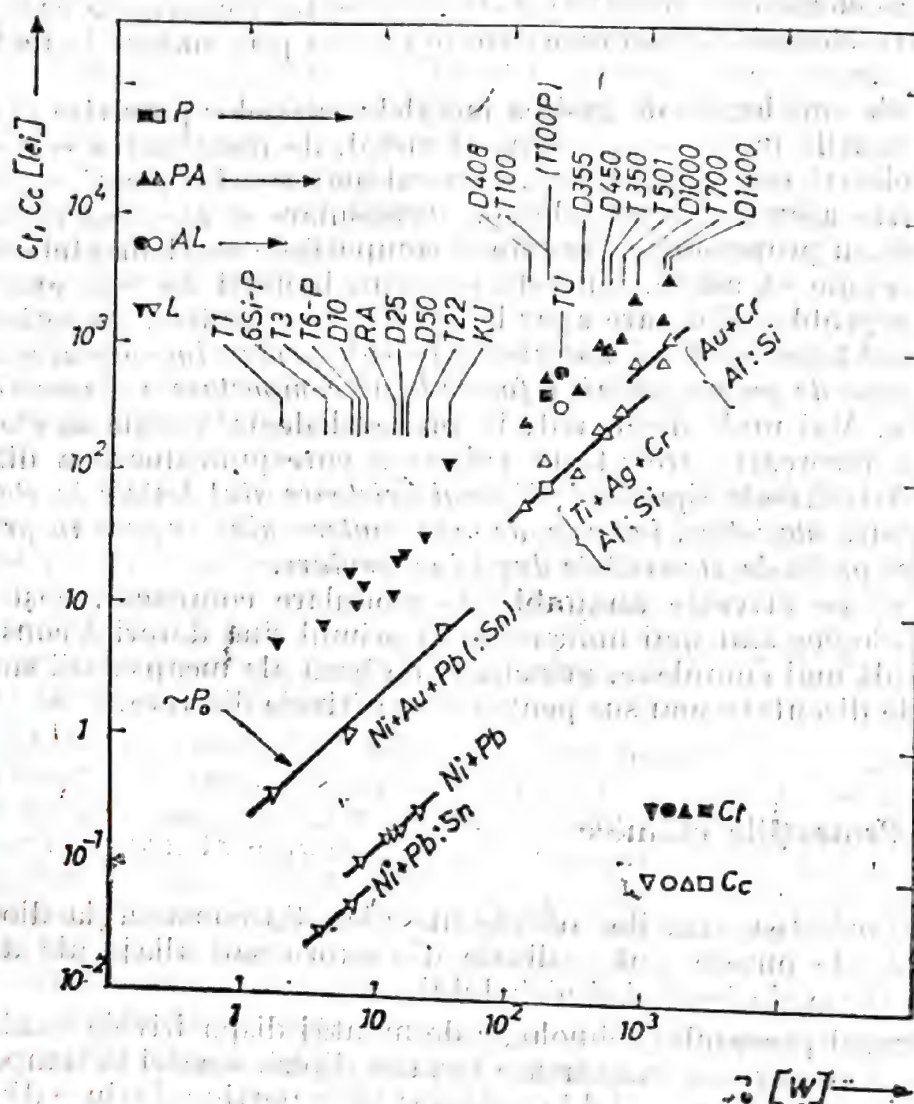


Fig. 3.26. Costurile materiale totale (C_t) și cele aferente contactării (C_c), în funcție de puterea maximă în curent continuu la 100 A/cm^2 , pentru diferite tehnologii de contactare utilizate la IPRS-BĂNEASA (L — lipire, AL — aliere și lipire, P — presare, PA — presare și aliere).

Închiderea etanșă a capsulelor de diode și tiristoare presupune precauții și tehnologii speciale, datorită rolului deosebit pe care încapsularea îl joacă în fiabilitatea produsului. Într-adevăr cele mai multe dispozitive de putere sînt supuse unor intense solicitări termice și electrice. Variațiile rapide de temperatură, cîmpurile electrice de valoare ridicată, agenții chimici ș.a., acționează asupra materialelor din construcția dispozitivului și în mod cu totul deosebit în zonele de îmbinare a unor materiale diferite: lipiri, suduri. Transformările microscopice care au loc în timp sub acțiunea factorilor amintiți pot crea puncte sau porțiuni în care se produce o „îmbătrânire” accelerată, cu pierderea proprietăților inițiale. În consecință, o bună parte din eforturile specialiștilor se concentrează asupra găsirii combinațiilor de materiale și tehnologiilor de prelucrare care conferă

rezistența maximă la factorii de „stress“ electric, termic, mecanic, chimic sau combinat.

Sînt importante trei zone principale de îmbinare (vezi figura 3.2) :

- a) între structura semiconductoare și electrozii exteriori ;
- b) între elementele metalice și dielectrice din construcția capsulei ;
- c) între elementele metalice care se îmbină prin sudură la închiderea capsulei.

Soluțiile sînt legate de găsirea metalelor/aliajelor potrivite și compatibile în cazurile metal-sticlă și metal-metal, de metalizarea corespunzătoare a dielectricului ceramic sau, în cazul materialelor plastice, de prelucrarea foarte atentă a matrițelor de încapsulare și alegerea rășinilor de încapsulare cu proprietăți adecvate și compatibile cu elementele metalice pe care trebuie să adere. Nu este obiectul lucrării de față examinarea detaliată a problemelor care apar la îmbinările amintite. De reținut doar că în prezent tehnologiile și materialele folosite pentru încapsularea diodelor și tiristoarelor de putere permit o foarte bună comportare a dispozitivelor în funcționare. Mai mult decît atît, în procesul de fabricație se efectuează numeroase încercări care atestă calitatea corespunzătoare a diferitelor îmbinări. Astfel, toate tipurile de diode și tiristoare sînt testate la etanșeitate prin prelevări statistice, iar cele de mare putere sînt supuse în procent de 100% unei probe de etanșeitate după încapsulare.

În ceea ce privește ansamblurile modulare compacte, deși problemele tehnologice sînt mai numeroase în primul rînd datorită construcției interne mult mai complexe, principiile de bază ale încapsulării sînt identice cu cele discutate mai sus pentru dispozitivele discrete.

3.4. Protecțiile chimice

În majoritatea cazurilor părțile metalice din construcția diodelor și tiristoarelor de putere sînt realizate din cupru sau aliaje ale acestuia, precum și aliaje ale fierului și nichelului.

În timpul procesului tehnologic de montaj dispozitivele semiconductoare suferă numeroase tratamente termice (lipiri, stocări la temperatură) care conduc în mod inevitabil la oxidarea unor porțiuni întinse din suprafețele metalice exterioare. Straturile de oxid împiedică lipirea corectă a dispozitivelor în cablaj sau contactul electric ferm în cazul fixării pe radiator. Pe de altă parte, chiar dacă prin precauții speciale s-ar obține în final un dispozitiv „curat“, fără straturi de oxid, funcționarea în diferite medii umede sau corozive ar produce o degradare rapidă a suprafețelor exterioare. Nu trebuie uitat și faptul că încălzirea dispozitivului în funcționare accelerează cinetica procesului de oxidare a suprafețelor și îmbinărilor metalice.

În consecință, înaintea controlului electric final și marcării toate dispozitivele semiconductoare de putere sînt supuse unei protecții chimice corespunzătoare.

Protecția chimică constă în depunerea aderentă pe toate părțile metalice a unui strat de staniu sau nichel de grosime suficientă pentru a rezista agresiunii chimice sau climatice a mediului înconjurător. Grosimea stratului depus variază de la 3...7 μm pentru condiții normale de funcționare ajungînd, pînă la 10...15 μm pentru condiții speciale. Încercările

pentru evaluarea calității depunerilor sint standardizate și asigură verificarea accelerată a comportării dispozitivelor în mediul specificat așa cum se descrie în capitolele următoare. Spre exemplu, funcționarea în mediu tropical este simulată prin încercări de căldură umedă, în timp ce condițiile marine se reproduc prin încercări severe de ceață salină. Pentru dispozitivele care se montează în aparatură prin lipire cu aliaje de cositor protecția chimică se face prin stanare și este urmată de o probă de sudabilitate.

În afara rezistenței la coroziune și sudabilității corespunzătoare, protecția chimică are și un important rol *estetic*, conferind un aspect plăcut, atrăgător. În acest scop se folosesc de cele mai multe ori acoperiri lucioase și se examinează cu atenție suprafețele metalice pentru eliminarea petelor sau depunerilor cu aspect neplăcut.

3.5. Sortarea și marcarea

Dispozitivele semiconductoare de putere sînt supuse, înainte de livrare, unui control unitar al parametrilor electrici, termici și mecanici esențiali, precum și unei verificări dimensionale și de aspect în conformitate cu prevederile Standardelor Tehnice de Ramură. Acest control permite eliminarea produselor necorespunzătoare, precum și sortarea celor bune după clase de valori ale parametrilor măsurați.

În funcție de tehnologie, se poate aplica înaintea controlului final o „îmbătrînire” accelerată (de exemplu stocare timp de 48 de ore la temperatura maximă admisibilă) în vederea punerii în evidență și a înlăturării defectelor timpurii. Produsele cu destinație specială parcurg un program mai complex de probe de „îmbătrînire” și selecție consecutivă. O parte din parametrii tehnico-funcționali se verifică numai prin prelevare (parametrii stabili prin tehnologie și a căror măsurare este foarte dificilă sau distructivă). În cadrul probelor periodice de tip (sau de lot — în situații speciale), precum și în urma încercărilor de fiabilitate, se verifică toți parametrii tehnico-funcționali ai dispozitivelor respective.

După sortare, diodele, tiristoarele și ansamblurile modulare se marchează după următorul sistem unitar — în ordinea citirii :

- a) marca fabricii (β) ;
- b) litere care desemnează funcția dispozitivului (D — diodă, T — tiristor, TB — triac, M — modul etc.) ;
- c) cifre care exprimă valoarea curentului mediu redresat ;
- d) litere care specifică dacă dispozitivul este normal, rapid, cu avalanșă controlată etc. ;
- e) cifre care exprimă valoarea tensiunii de blocare maxime repetitive ;
- f) litere care precizează polaritatea diodei sau — pentru tiristoare — tipul capsulei, valoarea t_q și dv/dt .

Se marchează, de asemenea, perioada fabricației, iar la dispozitivele de mare putere — și seria dispozitivului.

Trebuie observat că față de acest sistem există însă și excepții, motivate „istoric” prin adoptarea relativ târzie a sistemului unitar de marcare. În majoritatea situațiilor de excepție, deși succesiunea semnelor se abate de la ordinea precizată mai sus, parametrii esențiali sînt totuși exprimați în clar.

BIBLIOGRAFIE

1. A. S. Grove, Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare, Ed. Tehnică, București 1973.
2. F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. Holonyak, E. B. von Zastrow, Semiconductor Controlled Rectifiers, Prentice-Hall, New Jersey, 1964.
3. A. Blicher, Thyristor Physics. Springer-Verlag, Berlin, 1976.
4. S. K. Ghandi, Semiconductor Power Devices, John Wiley & Sons, New York, 1978.
5. E. Sittig, P. Roggwiller (editori), Semiconductor Devices for Power Conditioning, Plenum, Press, New York, 1982.
6. D. Dascălu, Gh. Brezeanu, P. A. Dan, Contactul metal-semiconductor în microelectronică, Ed. Academiei, București, 1988.
7. P. A. Dan, Contactarea electrică, termică și mecanică a dispozitivelor semiconductoare de putere cu siliciu, Electrotehnica, Electronica și Automatica, vol. 30, nr. 1, p. 6—10, 1988.

4. Valori limită absolută și valori caracteristice

4.1. Semnificații

Utilizarea dispozitivelor semiconductoare de putere în condiții de eficiență economică și de siguranță în exploatare presupune existența unui sistem comun de cunoștințe pentru toți factorii implicați: proiectant de dispozitive, producător de dispozitive, proiectant de echipamente, producător de echipamente, beneficiar. Acest sistem comun de cunoștințe este conținut în documentele normative și informative pentru dispozitivele semiconductoare de putere și asigură un limbaj cu semnificații omogene din punct de vedere tehnic pentru: încheierea contractelor comerciale, rezolvarea litigiilor sau divergențelor cu privire la calitate, precum și pentru traducerea în mărimi utilizabile a performanțelor dispozitivului. Acest limbaj asigură de asemenea posibilitatea comparării performanțelor dispozitivelor realizate de producători diferiți în vederea stabilirii echivalențelor.

4.1.1. Documente normative și informative

Documentele normative cu referire la dispozitivele semiconductoare de putere sînt grupate în mai multe sisteme.

Sistemul de standarde de stat — STAS — cu grad maxim de generalizare, conținînd informații despre simboluri, terminologie, definiții metode de măsurare, încercare sau verificare. Prescripțiile conținute în aceste standarde sînt obligatorii pentru celelalte documente normative. Menționăm că standardele de stat elaborate în R.S.R. pentru dispozitivele semiconductoare de putere sînt aliniate la standardele internaționale elaborate de *Comitetul Electrotehnic Internațional (CEI)* și de *Comitetul „Interelectro“ (CAER)*.

Standardele de stat care se aplică în industria de dispozitive semiconductoare de putere sînt listate în *Tabelul 4.1*.

Pentru industria de componente electronice s-au elaborat documente normative care se referă la clasa de produse omogene din punct de vedere funcțional (de exemplu diode rapide). Aceste documente se numesc *standarde tehnice de ramură* (respectiv *STR*).

În *Tabelul 4.2* sînt listate standardele tehnice de ramură ce au drept obiect dispozitive semiconductoare de putere.

Menționăm că *denumirea de standard tehnic de ramură înlocuiește vechea denumire de normă tehnică de ramură (NTR)* cunoscută de utilizatori.

Fiecare tip de produs este descris la rîndul lui de un standard tehnic de ramură sau de o anexă la unul din standardele tehnice cu caracter general.

Standarde de stat care se aplică dispozitivelor semiconductoare de putere. Tabelul 4.1

Nr. STAS	Denumirea	Data intrării în vigoare (an, lună, zi)
11381/15-81	Semne convenționale pentru scheme electrice. Dispozitive semi-conductoare.	81-08-01
10954-77	Redresoare cu semiconductoare. Condiții tehnice generale de calitate.	77-09-01
7128/1-71	Dispozitive semiconductoare și circuite integrate. Simboluri literale. Reguli generale	72-05-01
7128/5-85	Simboluri literale pentru dispozitive semiconductoare și circuite integrate. Simboluri pentru diode redresoare.	85-02-01
7128/6-71	Dispozitive semiconductoare și circuite integrate. Simboluri literale pentru tiristoare.	72-05-01
7718/9-80	Dispozitive semiconductoare și circuite integrate. Simboluri literale pentru tranzistoare unijoncțiune.	80-07-01
10228-84	Dioda redresoare cu siliciu.	
11418-80	Dispozitive semiconductoare. Tranzistoare unijoncțiune. Terminologie.	80-04-01
11437-80	Tranzistoare unijoncțiune. Metode de măsurare a parametrilor principali.	80-08-01
12123/1-82	Dispozitive semiconductoare. Dioda redresoare. Metode de măsurare a caracteristicilor electrice și termice.	82-09-01
12123/3-83	Dispozitive semiconductoare. Dioda cu tensiune de referință și diode stabilizatoare de tensiune. Metode de măsurare a caracteristicilor electrice.	83-09-01
3160/1-84	Verificarea calității loturilor de produse pe baza nivelului de calitate acceptabil (AQL). Reguli de utilizare a procedurilor și tabelelor statistico-matematice pentru verificarea calității prin atribut și prin măsurare.	84-12-01
3160/2-84	Verificarea calității loturilor de produse pe baza nivelului de calitate acceptabil (AQL). Procedee și tabele statistico-matematice pentru verificarea calității prin atribut (înlocuiește STAS 3160-72).	84-12-01
3160/3-84	Verificarea calității loturilor de produse pe baza nivelului de calitate acceptabil. Procedee și tabele statistico-matematice pentru verificarea calității prin măsurare (înlocuiește STAS 8820-72)	84-12-01
174/1-77	Fiabilitate, mentenabilitate și disponibilitate. Fiabilitate. Terminologie.	77-08-01
10307-75	Fiabilitatea produselor industriale. Indicatori de fiabilitate	75-08-01
6535-83	Protecție climatică. Împărțirea climatică a pământului în scopuri tehnice.	83-02-01
86667-78	Protecția climatică. Program de încercări climatice.	78-09-01
6692-83	Protecția climatică. Tipuri de protecție climatică.	83-02-01
8293/1...27	Încercări climatice și mecanice	

Forma și conținutul unui standard tehnic de ramură sint reglementate de ordinul 90 al *CNST* și ordinul 99 al *MIET*.

Un standard tehnic de ramură trebuie să conțină :

- capitolul 1 : *Generalități*, în care sint precizate denumirea produsului, domeniul de utilizare, limitările în funcționare, date despre tehnologie etc.;
- capitolul 2 : *Condiții tehnice* în care sint precizate toate mărimile ce pot fi măsurate și verificate și care permit de finirea performanțelor dispozitivelor (masă, dimensiuni, caracteristici electrice, termice, mecanice, climatice, funcționale și de fiabilitate);

Standarde tehnice de ramură pentru dispozitive semiconductoare de putere.

STR	Denumirea STR
STR E1903/80	Diode redresoare cu siliciu
STR E1972/1-81	Punți redresoare trifazate auto
STR E2145/1-81	Ansambluri de răcire (Radiatoare)
STR E894/82	Tiristoare de putere
STR E3236/82	Diode de putere
STR E180	Componente electronice în execuție TA2 și TA3
STR	Componente electronice de uz industrial
STR 174/78	Diode cu siliciu profesionale de mică și medie putere
STR 217/78	Tiristoare de uz profesional

- capitolul 3 : *Reguli de verificare a calității* în care sînt precizate procedurile prin care se verifică conformitatea condițiilor tehnice ale produsului (încercări de omologare, încercări de tip și încercări de lot recepție) și criteriile de acceptare, respingere ;
- capitolul 4 : *Metode de verificare a calității* în care sînt precizate metodele de încercare corespunzătoare condițiilor tehnice precizate în *Capitolul 2* ;
- capitolul 5 : *Marcare, conservare, ambalare, transport, depozitare* în care sînt prevăzute informațiile privind modul de marcăre, sistemul de ambalare, precum și regulile de conservare, transport și ambalare ;
- capitolul 6 : *Garanții* — cuprinde informațiile privind termenul de garanție, modul în care se acordă garanțiile, condițiile în care se face o reclamație, etc. ;
- capitolul 7 : *Acte însoțitoare și inventar de livrare* în care se precizează actele însoțitoare ale produsului (certificat de garanție, instrucțiuni de montaj, întreținere, exploatare) precum și detalii privind inventarul de livrare.

Menționăm că *documentele normative* sînt cele care stabilesc cadrul legal al relațiilor dintre producător și beneficiar. Ele furnizează procedeele de demonstrare a conformității produsului în raport cu calitatea proiectată.

În afara documentelor normative, producătorul de dispozitive semiconductoare de putere elaborează o serie de documente cu caracter *informativ* care au drept scop transmiterea unor informații asupra :

- dependenței unor caracteristici electrice de anumiți parametri cum ar fi temperatura, tensiunea de lucru ;
- corelațiile ce există între anumite caracteristici (de exemplu legătura între sarcina stocată Q_s și curentul de conducție I_{FM}) ;
- metodelor de protecție a dispozitivelor la diverse regimuri de supra-sarcină ;
- metodelor de măsurare ale unor caracteristici electrice sau de calcul a gradului de încărcare ;
- metodelor corecte de montare și exploatare a dispozitivelor.

Documentele informative uzuale elaborate de producătorul de dispozitive sînt :

- *Cataloage*, ce conțin o gamă largă de informații despre fiecare tip de dispozitiv destinate proiectanților de echipamente.

Foaia de catalog este imaginea cea mai completă a performanțelor unui dispozitiv. Avînd în vedere că tehnologia semiconductorilor este caracterizată printr-o dispersie relativ ridicată a mărimilor caracteristice, în catalog sînt prezentate în general performanțele unui dispozitiv mediu. În cataloage sînt date informații asupra unor corelații între parametrii care se măsoară cu echipamente complexe, în condiții nestandard și care permit optimizarea proiectării echipamentului. Datele de catalog *nu se garantează* : se admite în principiu că o dată de catalog tipică se verifică pentru cel puțin 90 % din dispozitive cu o dispersie maximă de 30 % față de valoarea tipică.

- *Cataloage de echivalențe* — conțin informații privind compatibilitatea dintre produsele *IPRS-BĂNEASA* și produsele altor firme.

- *Note de aplicații* — conțin informații referitoare la o aplicație tipică sau particulară pentru un anumit tip de dispozitiv, la o nouă variantă tehnologică de realizare a acestuia etc.

- *Reclame comerciale* — conțin informații sumare despre performanțele funcționale ale dispozitivului corelate cu date de eficiență economică.

- *Manuale de utilizare* — publicații care cuprind informații detaliate rezultate din experiența producătorului de dispozitive în relațiile cu beneficiarii, detalii cu privire la tehnologiile de fabricație etc.

4.1.2. Sisteme de valori limită absolută

Orice dispozitiv semiconductor de putere prezintă limitări fizice proprii care restrîng condițiile de utilizare. Aceste restrîngerii ale condițiilor de utilizare se traduc în *valori limită absolută* pentru anumite condiții ambientale sau de încărcare electrică.

Sistemul constituit din totalitatea valorilor limită absolută care introduce restricții în utilizarea dispozitivului formează sistemul valorilor limită absolută.

Definiția dată de *CEI* pentru sistemul de valori limită absolută este următoarea :

„Valorile aparținînd sistemului de limită absolută sînt limite ale condițiilor de mediu și de funcționare aplicabile dispozitivelor electronice de tip determinat, definit prin caracteristicile sale publicate, limite ce nu trebuie depășite nici în cele mai defavorabile condiții probabile. Fabricantul determină aceste limite pentru a obține o funcționare satisfăcătoare a dispozitivelor și nu-și asumă nici o responsabilitate în ceea ce privește variațiile datorate echipamentului sau condițiilor exterioare, efectul modificării condițiilor de funcționare datorat dispersiei caracteristicilor dispozitivului considerat și a celorlalte dispozitive ale echipamentului (sistemului). Utilizatorul trebuie să precadă sistemul astfel ca la punerea în funcțiune și în cursul exploatării, nici o valoare limită privind aplicația dată să nu fie depășită în cele mai defavorabile condiții probabile de utilizare care depind de variația tensiunii rețea, de dispersie pieselor detașate ale aparatului, de modificările condițiilor de reglaj, de variația sarcinii sau semnalului, de condițiile exterioare ca și de dispersia caracteristicilor dispozitivului considerat și a celorlalte dispozitive ale sistemului“.

Menționăm că *fiecare* valoare limită absolută este *imperativă* în sensul că depășirea ei provoacă degradarea ireversibilă a dispozitivului.

Nu se admit compensații mutuale ale valorilor limită absolută.

Un lucru extrem de important pentru proiectanții de echipamente cu dispozitive semiconductoare de putere îl reprezintă corelația strinsă dintre *fiabilitatea* dispozitivului și *gradul de încărcare* al dispozitivului în sensul apropierii de una din valorile limită absolută. În acest sens, cînd fiabilitatea sistemului este funcția scop principală se vor lua măsuri pentru funcționarea dispozitivelor în condiții de solicitare cît mai depărtate de valorile limită absolute, (coeficientul de siguranță ales pentru valorile limită absolute va fi cît mai mare).

4.1.3. Valori caracteristice

Dispozitivele semiconductoare de putere sînt definite de o serie de mărimi măsurabile care permit evaluarea calității produsului la producător precum și urmărirea comportării în exploatare. Valorile acestor mărimi se numesc *valori caracteristice*.

Pentru producător, valorile caracteristice se măsoară pentru fiecare dispozitiv și asigură conformitatea acestuia cu documentul normativ (standardul tehnic al produsului). Pentru *utilizator*, valorile caracteristice sînt folosite în proiectarea echipamentului și în urmărirea evoluției în timpul exploatării.

În funcție de importanța parametrului măsurat se pot distinge :

- *Valori caracteristice principale* respectate de toate dispozitivele ce se livrează. Valoarea caracteristică extremă constituie pragul de separare între un dispozitiv corespunzător și unul defect. În afară de valorile caracteristice extreme se precizează în foile de catalog *valori caracteristice tipice* care sînt valorile pe care un parametru le ia cu maximă probabilitate. Valorile caracteristice tipice sînt determinate de factorii care influențează procesul tehnologic de fabricație și nu pot fi garantate. Valorile tipice sînt utilizate de producător pentru pilotarea proceselor tehnologice în scopul menținerii stabilității și reproductibilității performanțelor.

Valorile tipice sînt utile pentru proiectanții de echipamente în sensul că permit unele optimizări (sub rezerva verificării practice, experimentale).

- *Valori caracteristice secundare* — sînt valorile caracteristice ale unor parametri care nu condiționează buna funcționare a dispozitivului. Valorile caracteristice secundare sînt utilizate de proiectant pentru obținerea celor mai bune performanțe ale echipamentului în care este folosit dispozitivul.

Documentele normative prevăd și pentru caracteristicile secundare valori extreme (maxime sau minime) garantate de producător. În cataloage se dau de asemenea valori tipice pentru aceste caracteristici.

- *Valori caracteristice informative* — sînt valorile unor parametri care rezultă automat în cazul dispozitivelor semiconductoare ce satisfac condițiile impuse pentru valorile caracteristice principale și secundare, sînt determinate de concepția dispozitivului (geometrie etc.) și sînt relativ independente la flutuațiile normale ale procesului tehnologic. Pentru caracteristicile informative se dau *valori tipice* în cataloage, dar nu sînt prevăzute în documentele normative și nu se garantează de producător. Acesta urmează în timp evoluția valorilor tipice ale acestor caracteristici pentru a

sesiza apariția unor derivate ale proceselor tehnologice și pentru a lua măsuri de remediere. În nici o situație o caracteristică informativă nu va prezenta o *valoare critică* pentru funcționalitatea unui dispozitiv.

4.2. Sistemul valorilor limită absolută pentru dispozitive semiconductoare de putere

În timpul operațiunilor de montare în echipament precum și pe toată durata de utilizare, dispozitivele semiconductoare sînt supuse la solicitări complexe de natură mecanică, electrică, climatică și termică ce pot afecta performanțele de fiabilitate. Proiectantul, respectiv producătorul de dispozitive trebuie să asigure o bună imunitate a dispozitivelor la astfel de solicitări. Dificultatea verificării modului de comportare a dispozitivului în toate situațiile reale de exploatare a impus definirea unor *sisteme standardizate de încercări* prin care să se valideze comportarea în cele mai severe condiții. În figura 4.1 este reprezentată relația ce există între severitatea condițiilor reale de exploatare, severitatea încercărilor prevăzute în documentele normative și limitele fizice reale ale dispozitivului în condițiile unei proiectări și fabricații corespunzătoare.

Este de remarcat faptul că mărimea intervalelor S_1 (asigurarea utilizatorului) și S_2 (asigurarea producătorului) este determinată de compromisul optim calitate—preț de cost. În concluzie sînt de reținut două idei importante :

- Pretenții exagerate pentru performanțele dispozitivului înseamnă cheltuieli de producție exagerate ;
- Utilizatorul este obligat să aleagă în mod judicios mărimea intervalului de siguranță S_1 acționînd în două direcții — alegerea unor dispozitive cu performanțe optime calitate—preț și asigurarea unor mijloace de protecție convenabile.

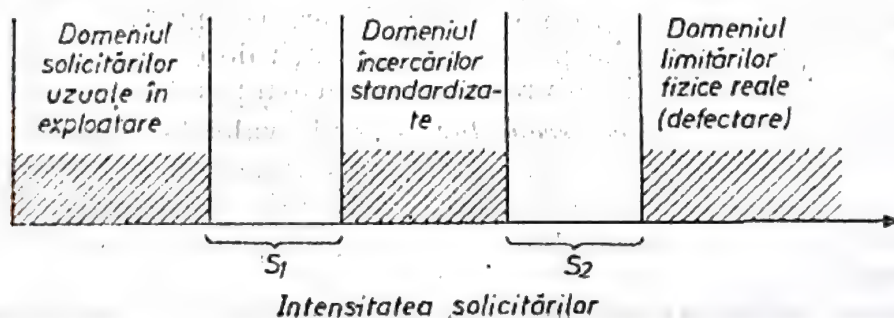


Fig. 4.1. Relația între intensitatea solicitărilor în condiții reale de exploatare, în condiții de încercare standardizate și limita fizică de distrugere a dispozitivului; S_1 este asigurarea utilizatorului; S_2 este asigurarea producătorului.

Dificultatea realizării unor mijloace de testare care să asigure o combinație exhaustivă a tuturor tipurilor de solicitări precum și relativa independență a efectelor au determinat împărțirea metodelor de încercare în încercări climatice, încercări mecanice, încercări termice și încercări electrice.

Corespunzător acestor moduri de încercare avem sistemele de valori limită absolute mecanice, climatice, termice și electrice.

4.2.1. Valori limită absolută mecanice

Solicitările mecanice intense asupra dispozitivelor semiconductoare de putere apar cu preponderență în următoarele situații :

- în timpul transportului : șocuri, zdruncinături, căderi accidentale ;
- în timpul montajului în echipamente : solicitări asupra terminalelor, tracțiune, îndoire, răsucire sau cuplu de strângere, presare ;
- în unele aplicații ce presupun regimuri de vibrații sau accelerații (echipamente montate pe autovehicule, pe aparate de zbor, pe motoare etc.).

Consecințele acestor solicitări mecanice pot fi :

- deteriorarea unor elemente constructive ale capsulei — rupere terminale, spargerea sau fisurarea materialelor izolatoare ;
- deformarea suprafețelor care asigură transferul termic sau contactul electric al dispozitivului cu radiatorul ;
- deteriorarea contactelor interne dintre structura de siliciu și elementele capsulei.

Pentru verificarea robusteții mecanice, în funcție de tipul dispozitivului, de modul de montare în echipament precum și de aplicația căruia acesta îi este destinat, se întocmește un plan de încercări :

— se aleg încercări la care urmează a fi testat dispozitivul (una sau mai multe încercări din *Tabelul 4.3*)

— se precizează severitatea fiecărei încercări (în figurile 4.2 și 4.3 sînt date cîteva detalii despre intensitatea unor solicitări în cazul unor aplicații tipice)

— se precizează mărimea eșantionului ce se testează, metodele prin care se evaluează comportarea, precum și condițiile de acceptare—respingere.

Precizăm că acest plan de încercări mecanice este prevăzut în documentele normative ale dispozitivului (*STAS*, *STR* sau *caiet de sarcini*). Menționăm de asemenea că respectînd toate prescripțiile producătorului privind transportul, montajul în echipament și alegînd un dispozitiv cu performanțele corespunzătoare aplicației nu există riscuri de deteriorare a acestuia prin solicitări mecanice. Mai mult, pentru a evita manipulările improprii la montajul pe radiator (extrem de frecvente) producătorul de dispozitive de mare putere și-a asumat și această sarcină (vezi *Capitolul 9, Module*).

4.2.2. Valori limită absolută climatice

Factorii agresivi ai mediului ambiant de funcționare, de transport sau de depozitare pot acționa asupra dispozitivului semiconductor de putere provocînd degradarea elementelor de încapsulare și, în timp, deteriorarea caracteristicilor electrice. Pentru a preveni efectele mediului ambiant, dispozitivul semiconductor de putere este înzestrat din proiectare și execuție cu o seamă de calități definite generic prin protecții climatice. În

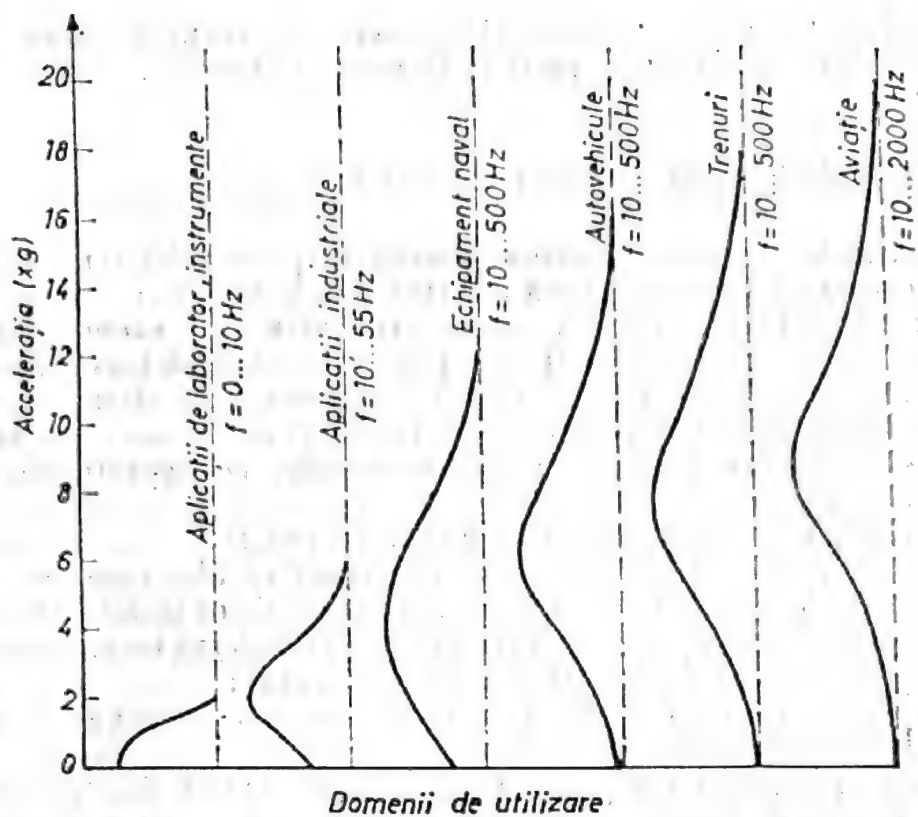


Fig. 4.2. Modul de distribuire a solicitărilor la vibrații pentru câteva domenii uzuale de aplicații a dispozitivelor semiconductoare de putere.

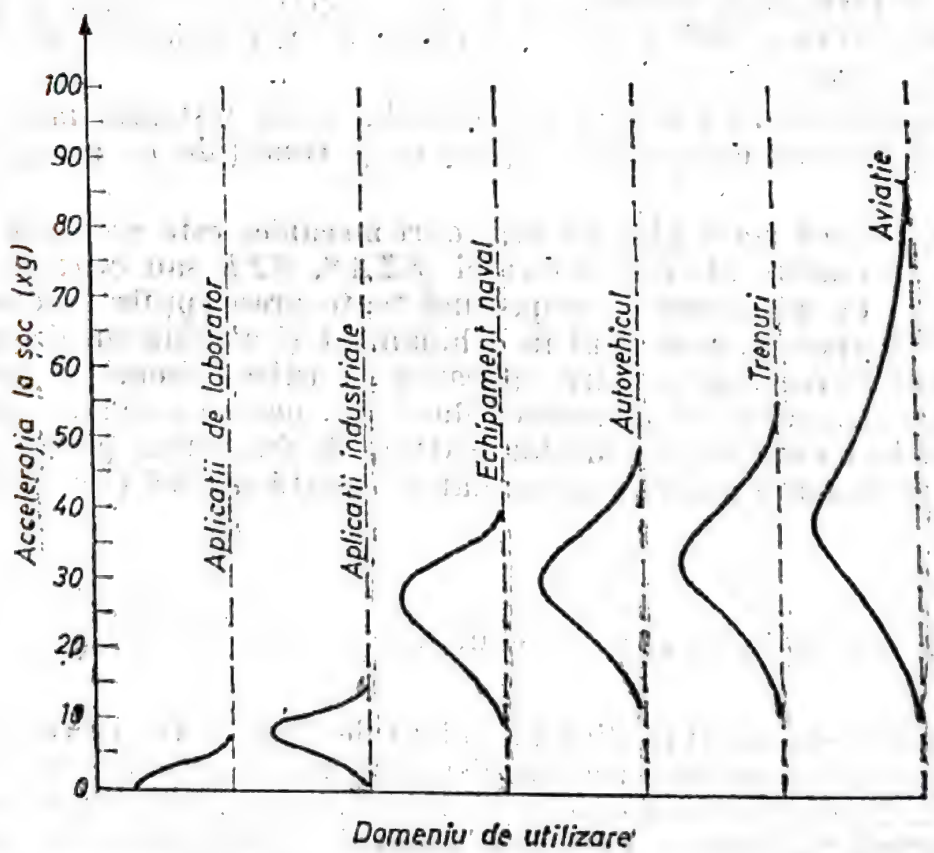


Fig. 4.3. Modul de distribuire a solicitărilor la șocuri pentru câteva domenii uzuale de aplicații a dispozitivelor semiconductoare de putere.

Încercările mecanice standardizate pentru verificarea dispozitivelor semiconductoare de putere.

Nr. crt.	Încercare	Număr STAS	Metoda de încercare
1	Rezistența mecanică a terminalelor	STAS 8393/11-79	U_a — tracțiune U_b — îndoire U_c — torsiune U_d — cuplu
2	Vibrații	STAS 8393/19-81	F_c
3	Încercări la impact	STAS 8393/13-79 STAS 8393/16-79 STAS 8393/17-70	E_d — cădere liberă E_a — șocuri E_c — cădere și răsturnare
		STAS 8393/18-70	E_b — zdruncinături
4	Încercarea la accelerație constantă	STAS 8393/12-79	G_a

documentele normative ale fiecărui produs (*STAS*, *STR* sau *caiet de sarcini*) condițiile limită de utilizare din punct de vedere al factorilor ambianți sînt precizate de :

- *categoria climatică* — ce exprimă (conform STAS 8393/1-77) limitele extreme ale temperaturii ambiante precum și numărul de zile de încercare de căldură umedă pe care dispozitivul le suportă fără să se defecteze (de exemplu categoria climatică 55/100/56 arată că dispozitivul poate funcționa în gama de temperaturi ale mediului ambiant $-55^{\circ}\text{C} \dots +100^{\circ}\text{C}$ și rezistă la o încercare de căldură umedă de 56 zile);

- *execuția climatică* — exprimă gradul în care produsul are asigurată protecția climatică necesară pentru a funcționa în diferite zone climatice (conform STAS 6535-83, STAS 6667-78 și STAS 6692-83). Protecția climatică a unui dispozitiv este exprimată de o secvență de litere și cifre :

Semnificația secvenței de litere

Semnificația secvenței de cifre

N — climat normal*T* — climat tropical*TA* — climat tropical și climat arid*F* — climat rece

1 — condiții foarte grele

2 — condiții grele

3 — condiții ușoare

De exemplu un dispozitiv care are prevăzut în documentul normativ tipul de protecție *TA2* este apt să funcționeze normal în climat tropical umed sau în climat arid în condiții grele de exploatare. Pentru validarea calităților unui dispozitiv la solicitări climatice documentul normativ al acestuia prevede o secvență de încercări climatice (alese din încercările standardizate prezentate în Tabelul 4.4.) precizînd mărimea eșantionului supus încercării, modul de evaluare a rezultatelor încercării precum și criteriile de acceptare, respingere.

Încercări climatice standardizate pentru verificarea dispozitivelor semiconductoare de putere.

Nr. crt.	Încercare	Număr STAS	Metoda de încercare
1	Frig	8393/2-77	AA
2	Căldură uscată	8393/3-78	BA
3	Căldură umedă continuă	8393/4-81	CA
4	Ceață salină	8393/6-82	KA
5	Mucegai	8393/7-78	Y
6	Presiune atmosferică joasă	8393/8-70	
7	Variații de temperatură	8393/14-79	NA, NB, NC
8	Lipire	8393/15-79	TA, TB, TC
9	Acțiunea prafului și nisipului	8393/20-79	LA, LB, LC
10	Acțiunea hidrogenului sulfurat	8393/22-82	KD
11	Acțiunea radiațiilor solare	8393/23-84	SA
12	Etanșeitate	393/26-84	

Acest sistem de încercări climatice prevăzut în documentul normativ al produsului se constituie în sistemul de valori limită absolută climatice ale dispozitivului în cadrul căruia producătorul acordă garanțiile. Pentru condiții climatice speciale neprecizate în standardele de încercări este obligatorie consultarea producătorului de dispozitive.

Efectele solicitărilor climatice asupra dispozitivului se concretizează prin:

- corodarea și oxidarea părților metalice a capsulei;
- fisurarea elementelor izolatoare (din ceramică, sticlă sau masă plastică);
- alterarea îmbinărilor sudate sau lipite și pierderea etanșeității capsulei;
- deteriorarea contactelor interne sudate;
- îmbătrânirea elementelor din masă plastică (rășini de încapsulare sau de pasivare a joncțiunilor);
- pierderea rigidității izolatoarelor datorită formării de compuși conductivi (prin condens, oxidare sau formare de colonii de mucegaiuri).

4.2.3. Valori limită absolută termice

Temperatura este mărimea fizică ce exercită influența cea mai importantă asupra comportării unui dispozitiv semiconductor de putere; ea determină mărimea caracteristicilor electrice ale dispozitivului, influențează modul de manifestare a solicitărilor mecanice sau climatice, condiționează fiabilitatea dispozitivului. Limitarea majoră a solicitărilor pe care le suportă un dispozitiv este în consecință o *limitare termică*.

Pentru dispozitivele semiconductoare se definește în acest sens o temperatură limită absolută *temperatura virtuală a joncțiunii în funcționare* T_{vj} cu două valori extreme:

- $T_{vj\ min}$ — temperatura virtuală minimă a joncțiunii în funcționare; sub această temperatură dispozitivul își pierde caracteristicile funcționale.

- $T_{vj\max}$ — temperatura virtuală maximă a joncțiunii în funcționare; peste această temperatură dispozitivul își pierde caracteristicile funcționale (de obicei în mod ireversibil).

Menționăm că această temperatură este o mărime inaccesibilă măsurărilor directe. Ea este definită pentru a fi folosită în proiectarea echipamentului. Valorile uzuale sînt următoarele:

- Pentru dispozitivele din germaniu $T_{vj\max} = 80^{\circ}\text{C} \dots 100^{\circ}\text{C}$;
- Pentru dispozitivele din siliciu (tip diodă) $T_{vj\min} = 125^{\circ}\text{C} \dots 200^{\circ}\text{C}$;
- Pentru dispozitivele cu mai multe joncțiuni (tiristor-triac, etc.) $T_{vj\max} = 100^{\circ}\text{C} \dots 125^{\circ}\text{C}$;
- Pentru dispozitive încapsulate în rășină sau în masă plastică, $T_{vj\min} = -35^{\circ}\text{C} \dots -40^{\circ}\text{C}$;
- Pentru dispozitive în capsulă metal sticlă sau metal ceramică, $T_{vj\min} = -40^{\circ}\text{C} \dots -65^{\circ}\text{C}$.

La temperaturi mai mici decît $T_{vj\min}$ efectul temperaturii se manifestă în special la nivelul contactului dintre materiale diferite din punctul de vedere al coeficienților de dilatare (contractii neuniforme). $T < T_{vj\min}$ pot provoca fisuri sau spargeri ce distrug dispozitivul. La temperaturi mai mari decît $T_{vj\max}$ apar limitări funcționale ale structurii semiconductoare (fenomene de ambalare termică, de creștere excesivă a curenților reziduali, pierderea capacității de blocare, etc.) ce determină distrugerea ei ireversibilă.

Este de remarcat de asemenea faptul că fiabilitatea dispozitivului este o funcție strict dependentă de temperatura virtuală a joncțiunii în funcționare ($\lambda \sim e^{-E_a/kT_{vj}}$). În consecință criteriul cel mai important în proiectarea unui echipament cu dispozitive semiconductoare este de *minimizare* a temperaturii T_{vj} în funcționare (ținînd cont bineînțeles de costurile pe care le implică aceasta: sisteme de răcire, tip de dispozitiv, cerințele de fiabilitate ale echipamentului etc.).

Avînd în vedere faptul că T_{vj} este o mărime inaccesibilă măsurării directe se definesc temperaturi limită absolută corelate cu T_{vj} , dar accesibile măsurării directe și controlului cum ar fi:

- T_c — temperatura capsulei în timpul funcționării, cu precizarea locului concret în care se măsoară; pentru unele capsule (în special la dispozitivele de mare putere) se practică în baza de cupru a capsulei o gaură în care se introduce termosonda sau termocuplul pentru măsurarea temperaturii.

Trebuie menționat și faptul că temperatura maximă a capsulei este o funcție corelată cu puterea totală disipată pe dispozitiv, conform relației:

$$T_{vj\max} - T_{c\max} = P_{\text{tot}} R_{thj-c} \quad (4.1)$$

Cum $T_{vj\max}$ și R_{thj-c} sînt mărimi precizate pentru un dispozitiv dat, rezultă că zona de funcționare permisă este cea de sub spațiul hașurat din figura 4.4.

În general nu se definește o valoare minimă a temperaturii capsulei în timpul funcționării, admițîndu-se că $T_{c\min} = T_{vj\min}$.

Pentru situațiile în care este greu de definit sau de măsurat temperatura capsulei și în cazul ansamblelor dispozitiv-radiator se definește valoarea limită absolută a mediului ambiant.

• T_a — temperatura mediului ambiant într-o vecinătate bine precizată a dispozitivului.

Este utilizată în special pentru dispozitive complexe avînd integrat sistemul de răcire (vezi Capitolul 9, **Module**). În această situație R_{thj-a}

este o mărime complet definită, fapt ce permite definirea valorii limită absolută maximă a temperaturii ambiante

$$T_{vj\max} - T_{a\max} = P_{tot} R_{thj-a}. \quad (4.2)$$

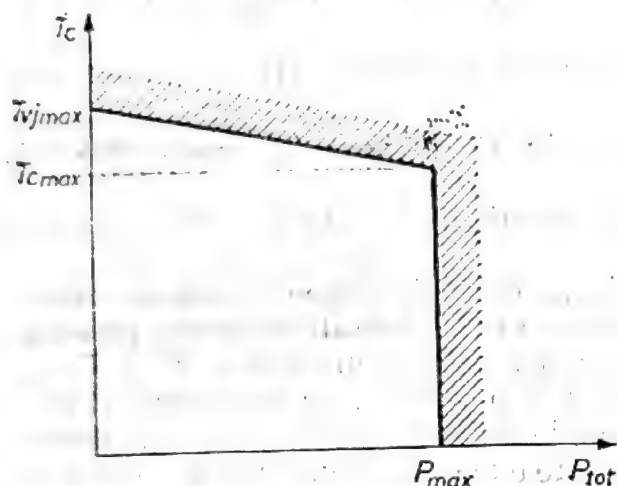


Fig. 4.4. Limitarea temperaturii maxime a capsulei $T_{c\max}$ datorată puterii totale disipate de dispozitiv P_{tot} .

Se admite de asemenea în mod tacit că $T_{a\min} = T_{vj\min}$. În afara acestor temperaturi care se referă strict la regimul de funcționare al dispozitivului se mai definesc valori limită absolută pentru regimul de stocare (în stare de nefuncționare) cu o valoare minimă $T_{stg\min}$ și o valoare maximă $T_{stg\max}$.

Între temperaturile limită absolută există următoarele relații :

$$T_{vj\min} = T_{c\min} = T_{a\min} < T_{stg\min} < T_{stg\max} < T_{a\max} < T_{c\max} < T_{vj\max}$$

4.2.4. Valori limită absolută electrice

În timpul funcționării, joncțiunea (sau joncțiunile) dispozitivului semiconductor poate fi în una din următoarele stări :

- în regim de polarizare inversă sau blocare (pentru tiristoare și triace);
- în regim de conducție;
- în regim de comutație de la polarizare inversă la conducție;
- în regim de comutație din conducție în polarizare inversă;
- în regim de avalanșă (în cazul diodelor stabilizatoare sau diodelor cu avalanșă controlată).

Pentru fiecare din aceste stări sînt posibile solicitări de natură electrică ce provoacă degradarea ireversibilă a structurii semiconductoare. Se definește în acest sens valori limită absolută ce trebuie respectate cu strictețe pe toată perioada de funcționare a dispozitivului.

În regim de polarizare inversă se definesc următoarele valori limită absolută :

- V_R — tensiunea inversă continuă
- V_{RWM} — tensiunea inversă de vîrf de lucru
- V_{RSM} — tensiunea inversă de vîrf repetitivă
- V_{RSM} — tensiunea inversă de vîrf de suprasarcină

- V_{DFM} — tensiunea continuă permanentă în stare blocată (pentru tiristoare și triace)
- V_{DWM} — tensiunea de vîrf de lucru în stare blocată (pentru tiristoare și triace)
- V_{DRM} — tensiunea de vîrf repetitivă în stare blocată (pentru tiristoare și triace)
- V_{DSM} — tensiunea de vîrf accidentală în stare blocată (pentru tiristoare și triace).

În figura 4.5 sînt reprezentate semnificațiile acestor valori limită de tensiuni.

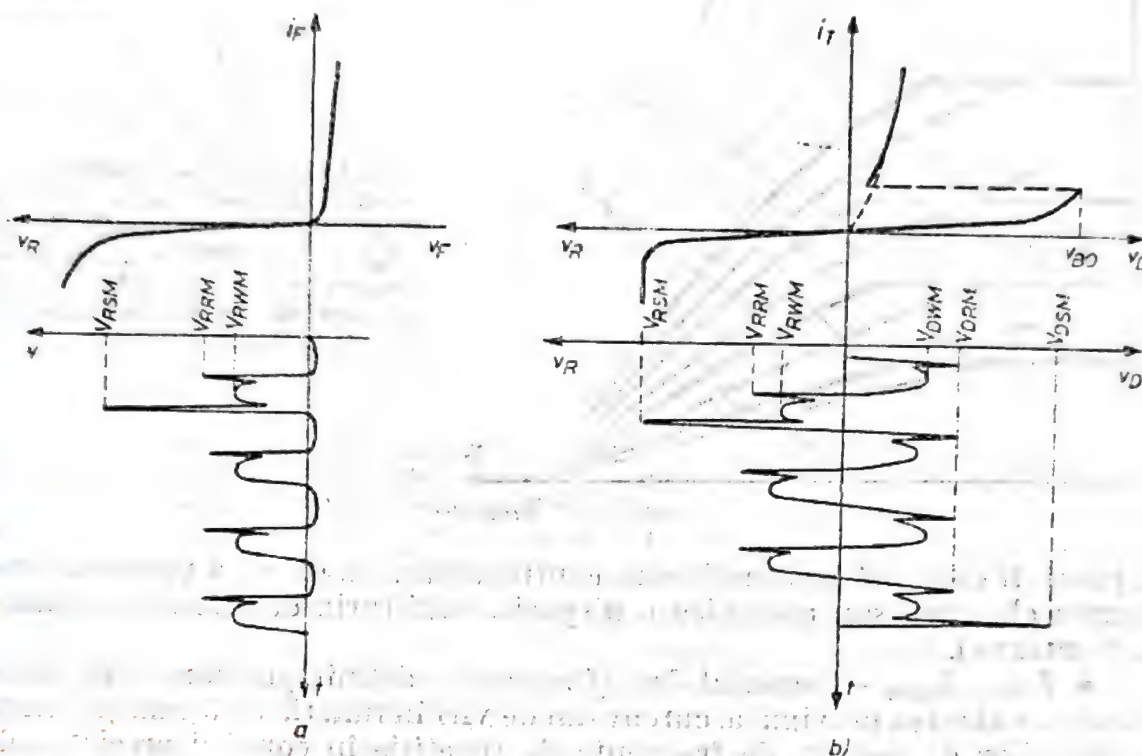


Fig. 4.5. Reprezentarea grafică a valorilor limită absolute de tensiune. (a) Diode redresoare. (b) Tiristoare și triace.

NOTĂ: Depășirea valorilor limită absolute V_R , V_{RRM} , V_{RWM} , V_{DFM} , V_{DRM} și V_{RRM} nu provoacă distrugerea imediată a dispozitivului însă determină o deteriorare nesesizabilă a structurii și reducerea în consecință a fiabilității.

Depășirea valorilor limită absolute V_{RSM} sau V_{DSM} poate provoca distrugerea imediată a dispozitivului (pierderea parțială sau completă a capacității de blocare a joncțiunii) prin depășirea cîmpului critic (de străpungere) sau prin aprindere necontrolată prin depășirea V_{BO} .

În regim de conducție, joncțiunile dispozitivului sînt polarizate în direct și sînt parcurse de curenți intensi, ca urmare valorile limită absolută pentru regimul de conducție se vor referi la curenții ce parcurg dispozitivul, curenți care determină o încălzire puternică a structurii de siliciu sau a elementelor constructive ale capsulei.

Se definesc astfel următoarele valori limită absolute:

- $I_F(I_T)$ — curentul direct continuu în stare de conducție prin diodă sau tiristor — definit printr-o curbă ce indică valoarea maximă în funcție de condițiile de răcire (precizate prin T_c sau T_a). Este o valoare limită ce se utilizează în cazul în care dioda sau tiristorul sînt folosite ca elemente de separare în surse de curent continuu.

• I_{FAVM} , I_{TAVM} — *curentul mediu redresat maxim* — definit printr-o curbă ce indică valoarea maximă a valorii medii calculate pentru curentul de conducție definit prin formă (sinusoidal, trapezoidal sau dreptunghiular), unghi de conducție, pentru condiții precizate de răcire a dispozitivului (precizate prin T_c , T_e sau T_a) și în condiții de sarcină precizate (sarcină pur rezistivă, sarcină rezistiv — capacitivă sau rezistiv inductivă) — vezi figura 4.6).

• I_{Feff} (I_{FRMSM} , I_{TRMSM}) — *curentul eficace maxim* — definit prin valoarea maximă a valorii eficace a curentului de conducție. Această valoare

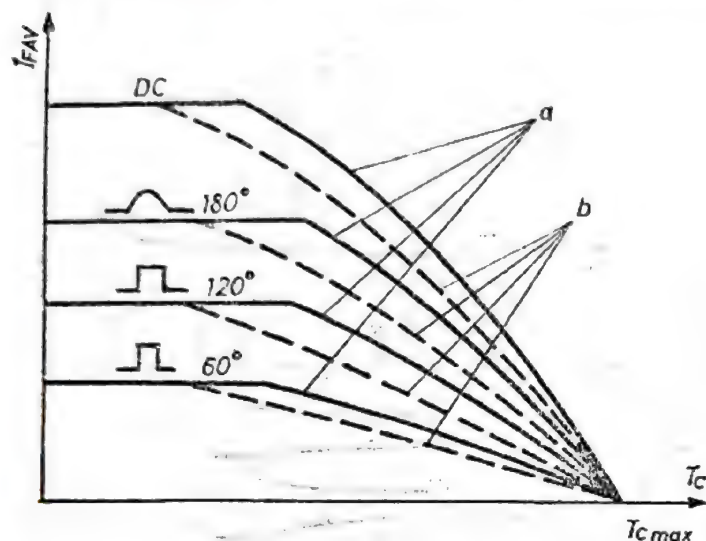


Fig. 4.6. Limitarea curentului mediu redresat I_{FAV} datorată temperaturii de referință (T_c sau T_a) pentru diferite unghiuri de conducție și pentru diferite tipuri de sarcină. (a) Sarcină rezistivă. (b) Sarcină capacitivă.

nu poate fi depășită în funcționare continuă fără riscul de a provoca deteriorarea electrică sau mecanică a dispozitivului (prin deteriorarea contactelor interne).

• I_{FRM} , I_{TRM} — *curentul de vîrf maxim* — definit prin familii de curbe ce indică valoarea maximă a curentului de vîrf în funcție de forma și durata impulsurilor de curent, de frecvența de repetiție în condiții precizate de răcire (definite prin T_c) (vezi figura 4.7). Aceste valori limită se definesc pentru diode și tiristoare rapide.

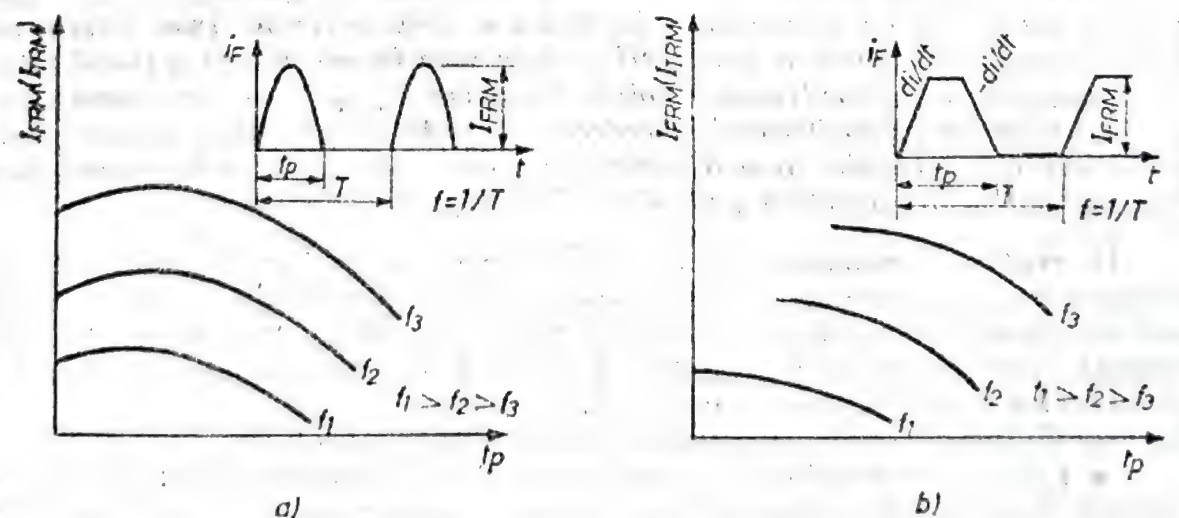


Fig. 4.7. Limitarea valorii maxime de vîrf a curentului de conducție I_{FRM} (I_{TRM}) în funcție de forma și durata impulsurilor și de frecvența de repetiție. (a) Impulsuri semisinusoidale. (b) Impulsuri trapezoidale.

• I_{FINT} , I_{TINT} — curenții de vîrf maxim intermitent — valoarea maximă a curenților de conducție pe care dispozitivul o poate suporta periodic pentru intervale scurte de timp — definită prin familii de curbe ce indică valoarea medie în condiții precizate de aplicare (perioada de repetiție și factor de umplere F) și condițiile anterioare de încărcare (I_{FAV} , I_{TAV}) (vezi figura 4.8).

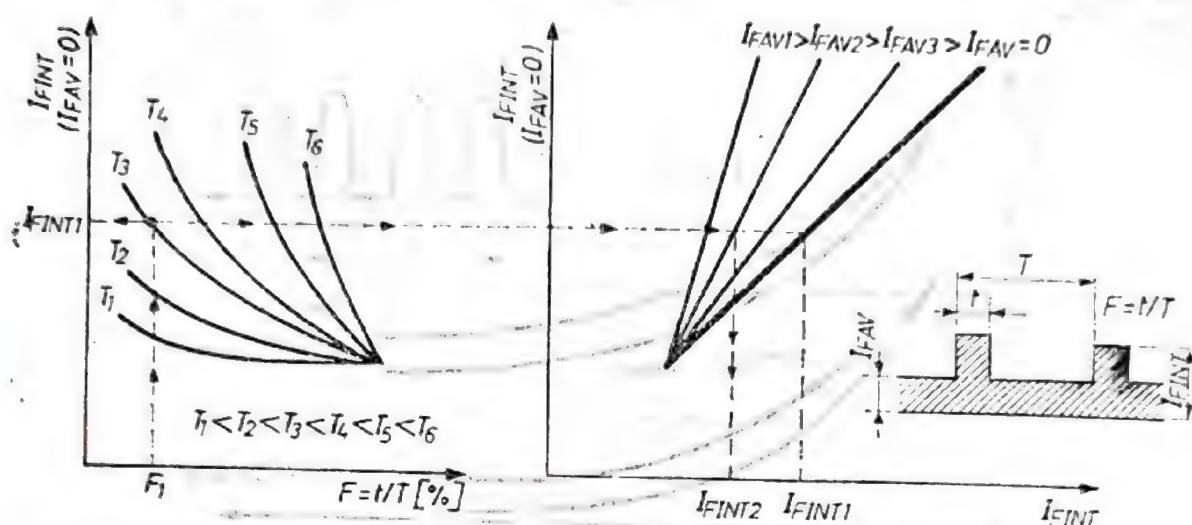


Fig. 4.8. Limitarea curenților maxim intermitent I_{FINT} (I_{TINT}) datorată factorului de umplere $F = t/T$ și curenților medii existente înainte de aplicarea impulsului intermitent I_{FAV} . (a) Variația I_{FINT} pentru încărcare anterioară nulă ($I_{FAV} = 0$); pentru $F = F_1$ se obține $I_{FINT} = I_{FINT1}$. (b) Diminuarea I_{FINT} pentru $I_{FAV} \neq 0$; pentru $F = F_1$ se obține la $I_{FAV2} \neq 0$ $I_{FINT} = I_{FINT2} < I_{FINT1}$.

• $I_{F(OV)}$, $I_{T(OV)}$ — curenții de conducție de suprasarcină previzibilă — valoarea maximă a curenților de vîrf de conducție sinusoidal ($f = 50$ Hz) cu care se poate încărca dispozitivul pentru o perioadă scurtă de timp în condițiile în care se precizează condițiile de încărcare anterioare acestui moment. După fiecare aplicare a suprasarcinii previzibile dispozitivul trebuie să revină în starea de încărcare inițială (inclusiv din punct de vedere termic). Se definește printr-o familie de curbe ce indică dependența de durată regimului de suprasarcină previzibilă și de curenții medii anterior momentului aplicării regimului de suprasarcină previzibilă (vezi figura 4.9).

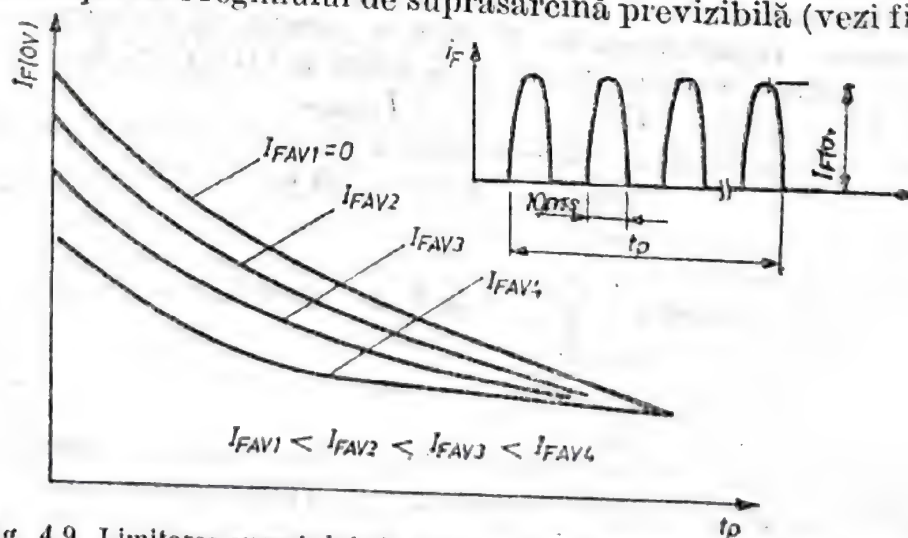


Fig. 4.9. Limitarea curenților de suprasarcină previzibilă $I_{F(OV)}$ în funcție de durată regimului de suprasarcină t_p și de încărcarea anterioară suprasarcinii I_{FAV} .

• $I_{F(OV)M}$, $I_{T(OV)M}$ — curenții de suprasarcină neprevizibilă — valoarea maximă a unui tren de impulsuri de curent sinusoidal ($f = 50$ Hz) pe care dispozitivul o poate suporta accidental (în regim de avarie). Se definește printr-o familie de curbe ce indică dependența de durata regimului de suprasarcină neprevizibilă în funcție de curentul mediu de încărcare anterior aplicării și de tensiunea inversă V_{RM} aplicată în timpul solicitării (vezi figura 4.10).

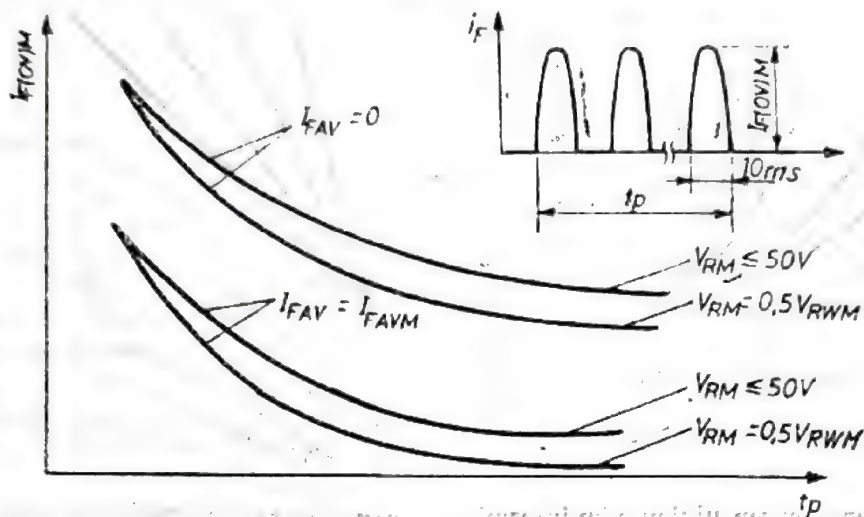


Fig. 4.10. Limitarea curentului de suprasarcină neprevizibilă $I_{F(OV)M}$ în funcție de durata regimului de suprasarcină, de încărcarea anterioară suprasarcinii I_{FAV} și de tensiunea inversă aplicată în timpul suprasarcinii V_{RM} .

• I_{FSM} , I_{TSM} — curenții de suprasarcină accidentală — valoarea maximă de vîrf a unui impuls de curent de formă semisinusoidală și de durată precizată (10 ms în mod uzual) — pe care dispozitivul o poate suporta cu condiția să nu i se aplice tensiune inversă.

Dispozitivele semiconductoare suportă un număr limitat de impulsuri de suprasarcină și la intervale mari de timp. Se acceptă în general că după aplicarea a 20—50 impulsuri de suprasarcină degradarea dispozitivului este certă. De asemenea, după aplicarea suprasarcinii de curent se poate pierde temporar capacitatea de blocare a joncțiunii. Curentul de suprasarcină accidentală se definește în mod uzual pentru două temperaturi ale joncțiunii $T_{vj} = 25^\circ\text{C} \dots 45^\circ\text{C}$ și $T_{vj} = T_{vj\max}$.

• I^2t — integrala de curent — valoarea maximă a integralei calculată asupra pătratului curentului de suprasarcină accidentală:

$$I^2t \equiv \int i^2 dt = \int_0^{10\text{ ms}} I_{FSM}^2 \sin^2 \omega t dt \quad (4.4)$$

în care $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50$ rad/s.

Se definește (în mod similar cu I_{FSM}) pentru două temperaturi ale joncțiunii: $T_{vj} = 25^\circ\text{C} \dots 45^\circ\text{C}$ și $T_{vj} = T_{vj\max}$. Integrala de curent este utilizată în proiectarea sistemului de protecție la supracurenți (permite alegerea siguranțelor fuzibile). Pentru durate mai mici de 10 ms, integrala de curent pentru un dispozitiv se diminuează. Dependența tipică a integralei

de curent de durată suprasarcinii este dată în figura 4.11. Gradul de diminuare depinde de tipul capsulei și dimensiunile structurii.

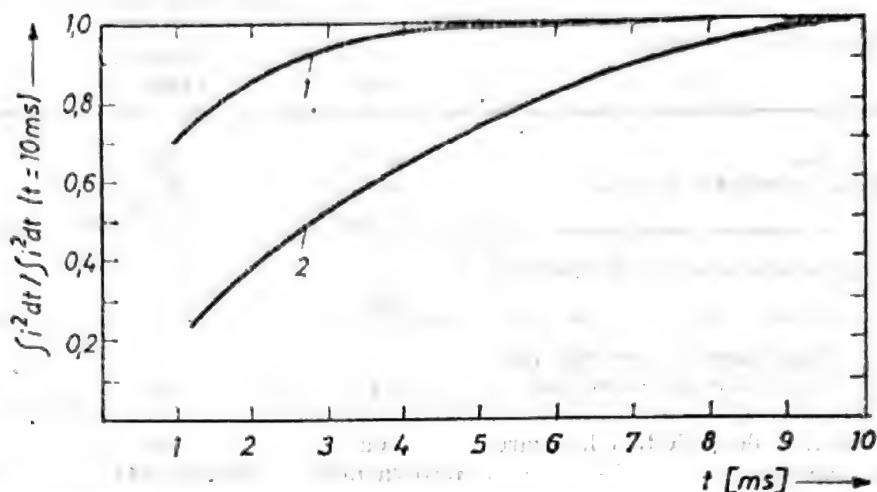


Fig. 4.11. Reducerea valorii maxime a integralei de curent pentru impulsuri de suprasarcină accidentală cu durată mai mică de 10 ms.
1 — Dispozitiv de medie putere (ex.: capsula TO220). 2 — Dispozitiv de mare putere (ex.: capsula T50)

Cu privire la valorile limită de suprasarcină de curent se impun câteva precizări suplimentare destinate proiectanților de echipamente:

- pentru regimurile de pornire, avarii de mică importanță și cu frecvență mare, proiectarea echipamentului se face respectând în principal valoarea limită absolută $I_{R(OV)}$ sau $I_{T(OV)}$.

- pentru avarii grave, cu o frecvență redusă (scurtcircuitarea parțială a sarcinii, conectare accidentală a unei sarcini suplimentare etc.), la proiectarea echipamentului se va lua în considerare valoarea limită $I_{R(OV)}$ sau $I_{T(OV)M}$.

Pentru aceste avarii este necesară prevederea unor sisteme de avertizare sau întrerupere automată a alimentării echipamentului (sisteme cu protecție termică, comutarea alimentării etc.).

- pentru regimurile de avarie foarte gravă (*tolerabile doar de câteva ori în exploatarea dispozitivului*) la proiectarea echipamentului se vor lua în considerare valorile limită absolută $I_{FSM}(I_{TSM})$ și $\int i^2 dt$ necesare pentru

proiectarea corectă a sistemului de protecție prin siguranțe fuzibile. Regimurile de curent de suprasarcină accidentală pot să apară în cazul scurtcircuitării complete a sarcinii, la conectarea accidentală la masă sau la sursele de alimentare, la inversarea accidentală a polarității etc.

În Tabelul 4.5 sînt precizate o serie de consecințe ale diverselor regimuri de suprasarcină asupra dispozitivului semiconductor.

Regimul de comutație din polarizare inversă sau blocare în conducție poate afecta în mod esențial comportarea dispozitivului semiconductor. Consecințele cele mai drastice sînt datorate vitezei de creștere a curentului de conducție. Se definește pentru dispozitivele semiconductoare de putere

Tabelul 4.5

Comparație între consecințele suprasarcinilor de curent $I_{F(OV)}$, $I_{F(OV)M}$ și I_{FSM}

Descrierea efectului	Tipul de suprasarcină		
	$I_{F(OV)}$ $I_{T(OV)}$	$I_{F(OV)M}$ $I_{T(OV)M}$	I_{FSM} I_{TSM}
Se depășește T_{rjmax} Se poate reaplica tensiunea inversă	nu da (V_{RRM})	da da ($V_R < V_{RRM}$)	da nu
Se mențin caracteristicile electrice în limitele impuse	da	nu	nu
Apar degradări fizice semnificative ale dispozitivului care să implice declasarea lui	nu	nu	nu
Este limitat numărul de solicitări la care poate fi supus dispozitivul	da (câteva mii)	da (câteva zeci)	da (câteva)

comandate (tiristor, triac etc.) următoarele valori limită absolută (în legătură cu comutația):

• di/dt — viteza critică de creștere a curentului de conducție. În documentele normative această valoare este precizată pentru următoarele condiții:

- tensiunea de blocare înainte de comutație ($2/3 V_{DWM}$);
- valoarea de vîrf a curentului în starea de conducție ($2I_0$);
- valoarea maximă a temperaturii capsulei sau a mediului ambiant;
- condiții de amorsare pe poartă.

Valoarea limită absolută di/dt poate fi definită pentru două regimuri de funcționare: $(di/dt)_c$ pentru regim de avarie — ce poate fi suportat de un număr redus de ori în timpul utilizării dispozitivului și la intervale mari de timp și $(di/dt)_r$ pentru regim normal de funcționare — în care dispozitivul poate suporta un număr nelimitat de solicitări de acest tip. Menționăm că respectarea condițiilor de comandă pe poartă este absolut imperativă.

În figura 4.12 este reprezentată variația tipică a valorii absolute a mărimii $(di/dt)_r$ în funcție de condițiile de comandă pe poartă, de frecvența de repetiție și de tensiunea de blocare.

Pentru diodele redresoare de mare putere rapide se definește de asemenea o valoare limită pentru panta de creștere a curentului de conducție: di/dt — viteza critică de creștere a curentului de conducție. Această limitare este necesară pentru a preîntîmpina fenomenele de aglomerare a curentului în anumite zone (nu toată aria joncțiunii trece instantaneu în stare de conducție) fapt ce conduce la supraîncălzirea acestor zone la temperaturi capabile să distrugă dispozitivul.

În figura 4.13 este reprezentată variația tensiunii în conducție pentru o diodă căreia i se aplică un impuls de curent cu pantă foarte mare. ($di/dt > 50 \text{ A}/\mu\text{s}$)

În directă corelație cu di/dt se calculează valoarea limită a puterii disipate în regim de comutație (vezi figura 4.13).

$$P = \frac{1}{t_{fr}} \int_0^{t_{fr}} i_F(t) V_F(t) dt \quad (4.5)$$

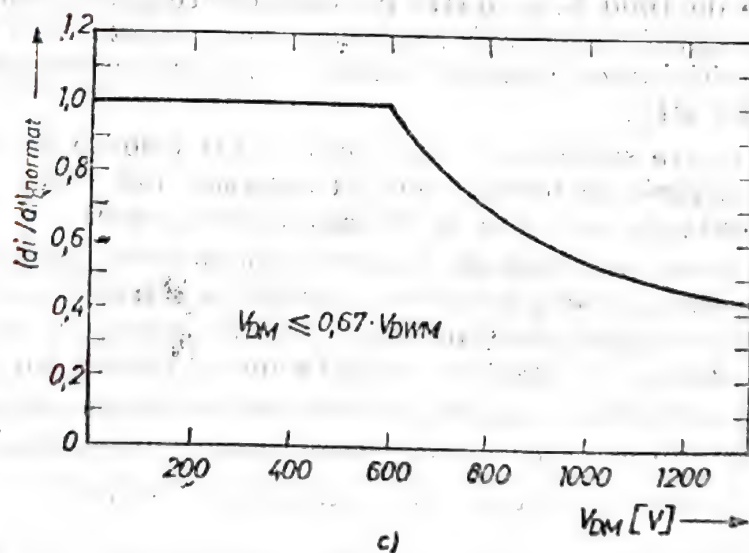
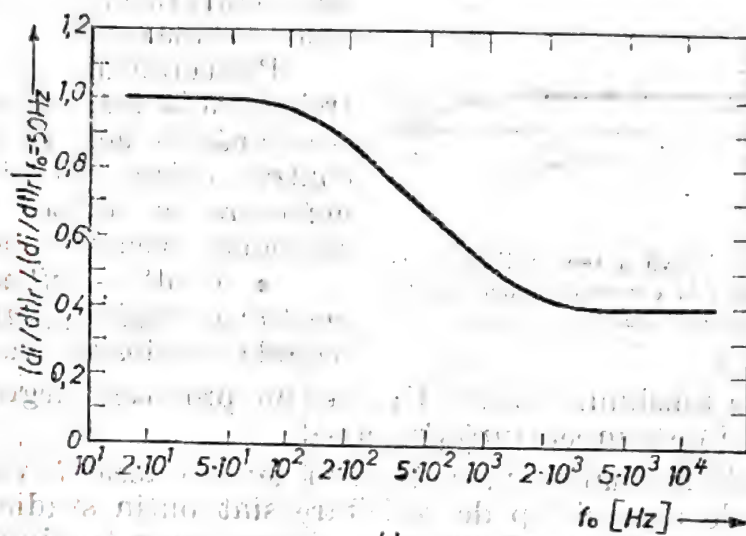
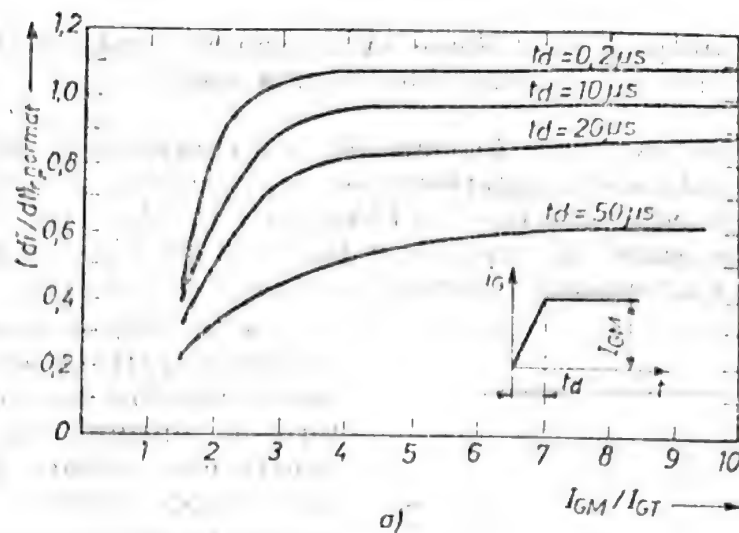


Fig. 4.12. Reducerea valorii maxime (di/dt) în funcție de (a) condițiile de comandă pe poartă (I_{GM}/I_{GT} , t_d), (b) frecvența de lucru f_0 , (c) tensiunea de blocare înainte de comutație V_{DM} . NOTĂ: Valoarea de normare corespunde cu valoarea din STR.

Această putere disipată nu trebuie să determine depășirea temperaturii maxime a joncțiunii nici pentru timpi foarte scurți.

În regimul de comutare în stare blocată comportarea dispozitivului este condiționată de starea anterioară acestei comutări. Se definesc astfel, pentru regimul de comutare în stare blocată în care I_F (respectiv I_T) = 0, valori limită ale pantei de creștere a tensiunii de blocare V_D (în cazul tiristoarelor) sau a tensiunii inverse V_R (în cazul diodelor) :

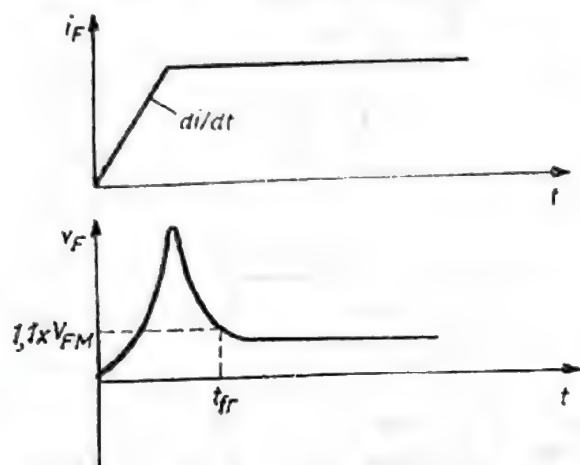


Fig. 4.13. Variația relativă a tensiunii de conducție pentru o diodă la comutație, pentru un curent de conducție cu di/dt mare

- $(dv/dt)_{cr}$ — viteza critică de creștere a tensiunii de blocare — valoarea maximă a vitezei de creștere a tensiunii de blocare V_D pentru care tiristorul nu comută în starea de conducție în condițiile în care nu există semnal pe poartă iar temperatura joncțiunii are valoarea maximă.

Proiectantul de echipament trebuie să ia măsuri pentru evitarea depășirii acestei valori, în caz contrar, există riscuri majore de defectare a dispozitivului prin aprindere necontrolată.

- dv/dt — viteza critică de creștere a tensiunii inverse pentru o diodă — valoarea maximă a vitezei de creștere a tensiunii inverse V_R care nu provoacă degradarea joncțiunii, în condiții de temperatură prescrise.

Documentele normative nu prevăd în general această valoare limită absolută (efectele acestui tip de solicitare sînt puțin studiate) însă din experiența noastră putem afirma că aplicarea unor tensiuni inverse cu pantă mai mare de 1000 V/ μ s poate provoca distrugerea diodei. În acest sens, recomandăm proiectanților de echipamente ca în situațiile în care există posibilitatea apariției unor asemenea pante de creștere să prevadă sisteme de protecție (grupuri RC).

Pentru tiristoare și triace se mai definește o valoare limită a vitezei de creștere a tensiunii de blocare pentru situația cînd are loc comutația din regim de conducție în regim de blocare (deci $I_T \neq 0$).

- $(dv/dt)_R$ — viteza critică de creștere a tensiunii de blocare reaplicată după regimul de comutare din starea de conducție în starea de blocare definită prin valoarea maximă precizată pentru o anumită temperatură a capsulei sau a mediului ambiant și pentru condițiile de comutare din conducție în blocare (vezi figura 4.14). Depășirea acestei valori limită atrage după sine pierderea controlului prin poartă cu riscul încălzirii excesive și al degradării dispozitivului prin comutare necontrolată în regim de conducție.

- Regimul de avalanșă controlată este regimul în care funcționează două grupe mari de dispozitive semiconductoare :

- diodele stabilizatoare de tensiune — în gama 6 V ... 200 V — pentru care regimul de funcționare pe caracteristica de străpungere în avalanșă

este un regim permanent (se folosesc ca elemente stabilizatoare în surse de curent continuu) :

— *diodele redresoare cu avalanșă controlată* — în gama 400 V ... 1700 V pentru care regimul de funcționare pe caracteristica de avalanșă este un regim de impulsuri distribuite aleator în timp (se folosesc fie ca diode redresoare cu autoprotecție la supratensiuni, fie ca diode de protecție la supratensiuni pentru alte dispozitive semiconductoare de putere : tiristoare, tranzistoare etc.). Se definesc astfel valori limită specifice pentru fiecare din aceste grupe de dispozitive.

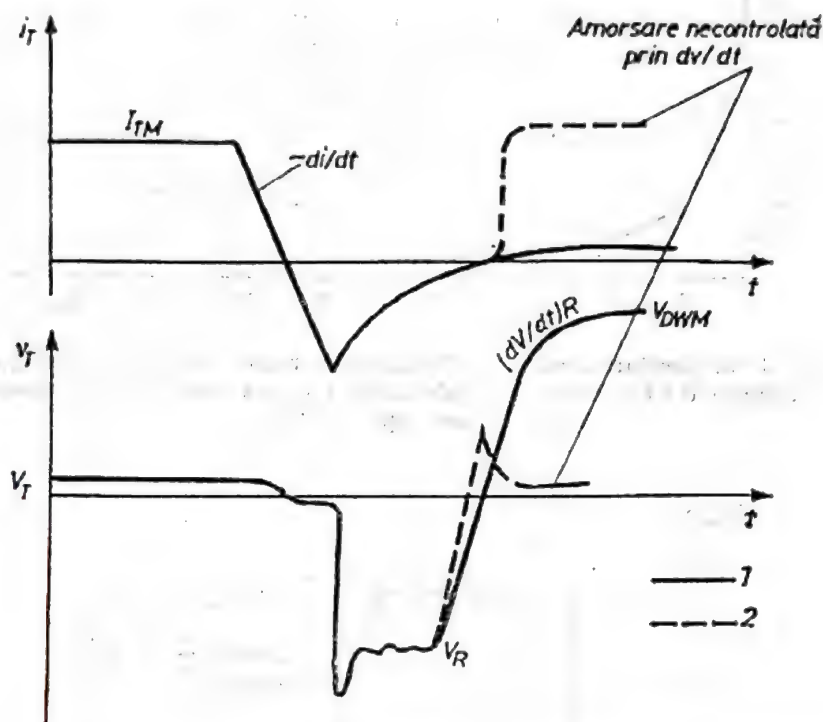


Fig. 4.14 Formele de variație calitativă a curentului și tensiunii pentru un tiristor comutat din conducție în blocare. 1 — tiristorul nu se reamorsează la aplicarea dv/dt . 2 — tiristorul se reamorsează la aplicarea dv/dt .

Pentru *diodele stabilizatoare* se definesc următoarele valori limită absolută :

- I_{ZMS} — *curentul de suprasarcină accidentală în regim de avalanșă* definit prin valoarea maximă a unui impuls de curent de durată precizată, în condițiile în care este dată temperatura capsulei T_c sau temperatura ambiantă T_a .

- I_{ZM} — *curentul maxim de stabilizare în regim continuu* definit prin valoarea maximă în condiții de răcire precizate prin temperatura capsulei T_c sau temperatura ambiantă T_a și pentru o clasă de tensiune de stabilizare dată.

În figura 4.15 este reprezentată variația curentului maxim de stabilizare în funcție de tensiunea de stabilizare.

- P_{ZM} — *puterea maximă în regim de stabilizare* — este definită prin valoarea maximă pentru condiții de răcire precizate prin temperatura capsulei T_c sau temperatura ambiantă T_a (vezi figura 4.16).

Pentru diodele redresoare cu avalanșă controlată se definesc următoarele valori limită absolută :

- P_{RSM} — puterea de suprasarcină accidentală (nerepetitivă) definită prin valoarea maximă a unui impuls de putere în regim de avalanșă având

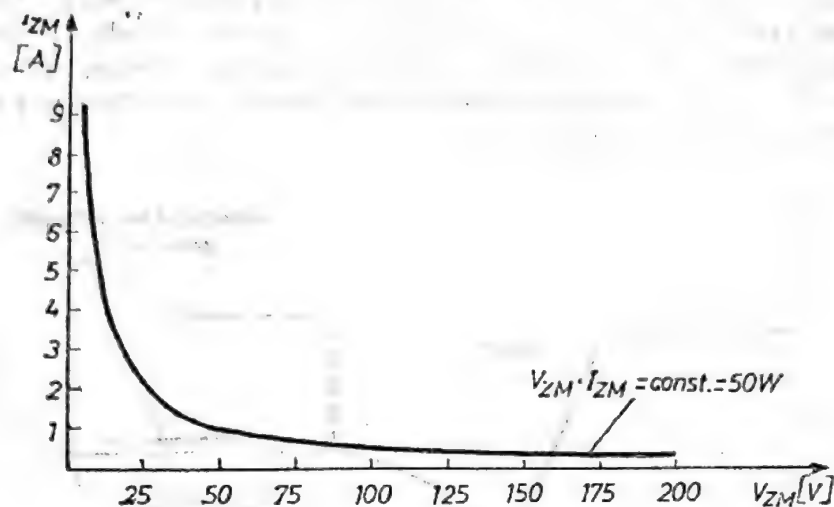


Fig. 4.15. Limitarea curentului maxim în regim de stabilizare I_{ZM} în funcție de tensiunea de stabilizare V_{ZM} (exemplu pentru dioda stabilizatoare tip 50DZ).

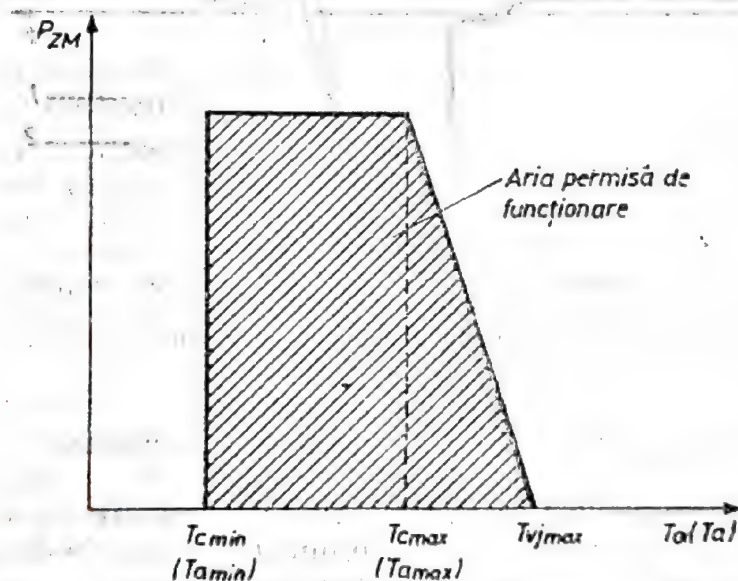


Fig. 4.16. Definirea ariei permise de funcționare pentru o diodă stabilizatoare de tensiune.

durata și forma precizate. Se precizează de asemenea condițiile de răcire ale dispozitivului prin temperatura capsulei T_c sau temperatura mediului ambiant T_a ;

- P_{RM} — puterea de vîrf repetitivă în regim de avalanșă definită prin valoarea maximă a impulsurilor de putere în funcție de factorul de umplere (raportul dintre durata unui impuls și perioada de repetiție) și condițiile de răcire precizate prin temperatura capsulei sau temperatura ambiantă.

- P_{RO} — puterea medie disipată în regim de funcționare în avalanșă controlată definită prin valoarea maximă în condițiile precizate de factor de umplere și de răcire.

Pentru dispozitivele prevăzute cu electrod de comandă (tiristoare, triace) este necesară impunerea unor limitări asupra solicitărilor electrice ce pot fi aplicate pe electrodul de comandă. Se definesc astfel:

- V_{FGM} — tensiunea directă de vîrf de poartă definită prin valoarea maximă a tensiunii aplicată între poartă și catod în condiții precizate de temperatura virtuală a joncțiunii.

- I_{FGM} — curentul direct de vîrf de poartă definit prin valoarea maximă a curentului injectat în poartă în condiții de temperatură precizate.

- P_{FGM} — valoarea maximă a puterii disipate de joncțiunea poartă-catod polarizată direct în funcție de durata impulsurilor de comandă.

În figura 4.17 este reprezentată variația tipică a acestor valori limită în cazul unui tiristor.

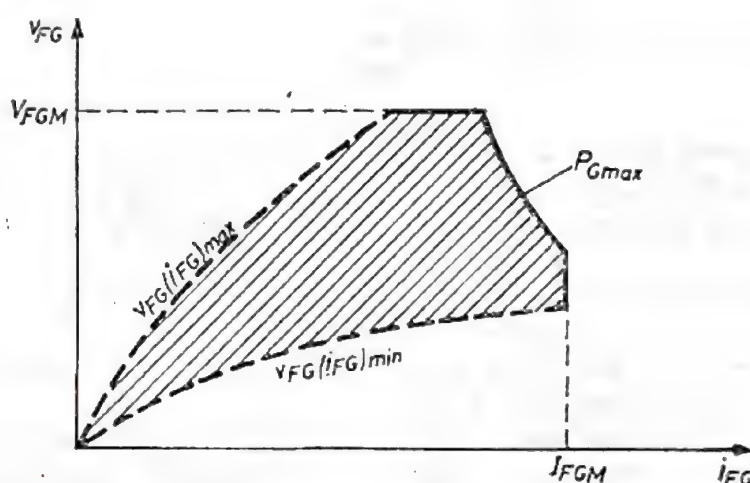


Fig. 4.17. Definirea ariei permise de funcționare pentru tiristor la aplicarea comenzii de amorsare.

Pentru polarizarea inversă a joncțiunii poartă-catod se definește:

- V_{RGM} — tensiunea inversă de vîrf pe poartă — valoarea maximă a tensiunii inverse ce poate fi aplicată joncțiunii poartă-catod fără a deteriora dispozitivul.

Pentru tiristoarele a căror blocare este comandată prin poartă (GTO) se definesc de asemenea valori limită privind semnalul de comandă de blocare pe poartă [9]:

- V_{RGM} — tensiunea inversă de vîrf între poartă și catod definită de valoarea maximă în condiții de temperatură precizate.

- I_{RGM} — curentul invers de vîrf de poartă — valoare maximă a curentului extras prin poartă în condiții precizate de temperatură.

- P_{RGM} — puterea maximă disipată pe poartă la aplicarea unui impuls de stingere de amplitudine și durată precizate.

În figura 4.18 este reprezentată variația tipică a acestor valori limită specifice tiristoarelor cu stingere pe poartă.

În Tabelul 4.6 sînt prezentate sistemele valorilor limită absolute termice și electrice minimale pentru tipurile uzuale de dispozitive semiconductoare de putere. Menționăm că în funcție de anumite condiții speciale de utilizare se pot defini și alte valori limită absolute. În general aceste valori limită absolute pentru aplicații speciale fac obiectul unor caiete de sarcini.

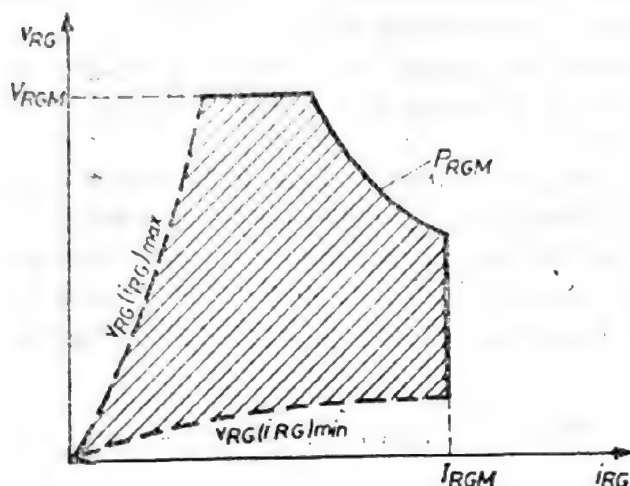


Fig. 4.18. Definierea ariei permise de funcționare pentru poarta tiristorului GTO la aplicarea comenzii de stingere.

Pentru evitarea unor incidente ce pot afecta buna funcționare a dispozitivelor semiconductoare de putere, recomandăm respectarea algoritmului dat mai jos pentru verificarea modului în care sînt respectate valorile limită absolute.

(1) Dispozitivul ales este compatibil din punct de vedere al solicitărilor mecano-climatice cu condițiile reale de utilizare?

— Nu — se alege alt tip de dispozitiv sau se iau măsuri de protejare a dispozitivului sau de reducere a solicitărilor.

— Nu există certitudine (solicitările sînt de natură deosebită, neevaluate prin încercări standardizate) — se recomandă consultarea producătorului de dispozitive semiconductoare.

— Da — se trece la pasul următor al algoritmului.

(2) Este dimensionat corespunzător sistemul de evacuare a căldurii disipate de dispozitiv în timpul funcționării (rezultatul comparației între puterea disipată de dispozitiv în regim de conducție, blocare, comutație etc. și căldura ce poate fi evacuată)?

— Nu — se alege un dispozitiv cu performanțe superioare sau se îmbunătățește sistemul de evacuare al căldurii.

— Nu există certitudine (regimul de funcționare este de tip particular, neexistînd date suficiente pentru calculul puterii disipate) — se recomandă consultarea producătorului.

— Da — se trece la pasul următor al algoritmului.

(3) Sînt respectate valorile limită absolute electrice și termice?

— Nu — se alege un dispozitiv cu performanțe superioare sau se iau măsuri de protecție la solicitările excesive.

— Nu există certitudine — (aplicația presupune solicitări ce nu pot fi ușor comparate cu valorile limită absolute) — se recomandă consultarea producătorului de dispozitive de putere.

— Da — se trece la pasul următor al algoritmului.

(4) Există concordanță între mărimile evaluate în etapa de proiectare prin calcul și măsurătorile experimentale asupra modelului fizic — proto-

Sistemul minimal de valori limită absolută (termice și electrice) pentru dispozitive semiconductoare de putere.

Nr. crt.	Tip dispozitiv	Sistem minimal de valori limită absolută termice și electrice
DIODE		
1	Diode redresoare normale	<ul style="list-style-type: none"> — $I_{F(AV)}$, I_{FRM}, I_{FSM}, $I_{F(OV)}$ — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
2	Diode redresoare rapide	<ul style="list-style-type: none"> — $I_{F(AV)}$, I_{eff}, I_{FRM}, $I_{F(PV)}$, $I_{F(OV)M}$, I_{FSM} — di_F/dt, di_R/dt, I_{RRM} — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM}, dv/dt — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
3	Diode redresoare cu avalanșă controlată	<ul style="list-style-type: none"> — $I_{F(AV)}$, I_{FRM}, $I_{F(OV)}$, I_{FSM} — V_{RWM} — P_{RRM}, P_{RSM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
4	Diode cu avalanșă controlată pentru protecția la supratensiuni	<ul style="list-style-type: none"> — V_{RWM} — P_{RRM}, P_{RSM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
5	Diode stabilizatoare de tensiune	<ul style="list-style-type: none"> — I_{FSM}, I_{ZSM} — P_Z, P_{ZSM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
TIRISTOARE		
1	Tiristoare normale (blocate în invers)	<ul style="list-style-type: none"> — I_{TAV}, I_{TRM}, $I_{T(OV)}$, $I_{T(OV)M}$, I_{TSM}, di/dt, I^2t — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — I_{GM}, V_{GM}, V_{RGM}, P_{GM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
2	Tiristoare normale (conducând în invers)	<ul style="list-style-type: none"> — I_{TAV}, I_{FAV}, I_{Teff}, $I_{T(OV)}$, I_{FOV}, I_{FSM}, I_{TSM} — di/dt, I^2t — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — I_{GM}, V_{GM}, V_{RGM}, P_{GM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
3	Tiristoare rapide (blocate în invers)	<ul style="list-style-type: none"> — I_{TAV}, I_{TRM}, $I_{T(OV)}$, $I_{T(OV)M}$, I_{TSM}, di/dt, I^2t — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — I_{GM}, V_{GM}, V_{RGM}, P_{GM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$, sau $T_{a\ max}$
4	Tiristoare rapide (conducând în invers)	<ul style="list-style-type: none"> — I_{TAV}, I_{FAV}, I_{Teff}, $I_{T(OV)}$, $I_{T(OV)M}$, I_{FOV}, (di/dt) — $(di/dt)_F$, I^2t, I_{FSM}, I_{TSM} — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — I_{GM}, V_{GM}, V_{RGM}, P_{GM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$

Nr. crt.	Tip dispozitiv	Sistem minimal de valori limită absolute termice și electrice
5	Tiristoare cu stingere forțată pe poartă	<ul style="list-style-type: none"> — I_{TAV}, I_{Teff}, I_{TOV}, I_{FOV}, I_{TSM}, di/dt, I^2t — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — I_{GM}, V_{GM}, I_{RGM}, V_{RGM}, P_{GM}, P_{RGM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$
6	Triace	<ul style="list-style-type: none"> — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt, dv_c/dt — I_{Teff}, I_{TRM}, I_{TSM}, di/dt, I^2t — V_{GM}, I_{GM}, P_{GM} — $T_{vj\ min}$, $T_{vj\ max}$, $T_{c\ max}$ sau $T_{a\ max}$

tipului? (această verificare este cea mai importantă din tot algoritmul și cel mai adesea neglijată).

— Nu — se efectuează o *verificare amănunțită a proiectului și a modului de execuție* a echipamentului pentru a detecta cauza neconcordanței.

— Da — *măsurătorile experimentale validează corectitudinea proiectului* — echipamentul este bine proiectat și executat.

4.3. Caracteristici electrice și termice

Caracteristicile electrice și termice constituie un sistem de mărimi măsurabile care descriu complet un dispozitiv din punct de vedere funcțional. Măsurarea caracteristicilor termice și electrice ale unui dispozitiv asigură posibilitatea verificării conformității acestuia cu documentul normativ.

De asemenea evaluarea calitativă a dispozitivului atât de către producător (prin sortare finală) cât și de către utilizator (prin probe de recepție) se bazează tot pe măsurarea unor caracteristici electrice.

În concluzie, *caracteristicile electrice și termice formează sistemul prin care producătorul supraveghează buna desfășurare a procesului tehnologic, asigură conformitatea produsului cu documentele normative și crează un sistem de evaluare a calității lipsit de ambiguitate în relația cu utilizatorii. La rândul lor, utilizatorii folosesc caracteristicile electrice și termice în operațiunile de proiectare a echipamentului, de evaluare și optimizare a performanțelor, sau ca bază a reclamațiilor calitative.*

În continuare se vor prezenta caracteristicile electrice și termice grupate în mod similar cu valorile limită absolută în funcție de regimul de funcționare în care se află dispozitivul (conducție, blocare, comutație, avalanșă, stabilizare) și cele referitoare la semnalele de comandă pe poartă.

4.3.1. Caracteristici electrice în regim de blocare

La aplicarea unei tensiuni inverse pe o diodă sau pe un tiristor, sau a unei tensiuni de blocare în direct pentru tiristor și triac joncțiunea (joncțiunile) sînt străbătute de curenți de valori foarte mici (curenți reziduali).

Capabilitatea de blocare a joncțiunii (joncțiunilor) este caracterizată prin mărimea acestor curenți reziduali în condițiile aplicării unei tensiuni date și la o temperatură precizată a joncțiunii. Astfel :

- pentru diodă I_{RM} — curențul invers de vîrf precizat la o tensiune inversă V_{RM} (în mod uzual se alege $V_{RM} = V_{RWM}$) și la două temperaturi ale joncțiunii ($T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ și $T_{vj} = T_{vj\max}$).

- pentru tiristor I_{RM} — definit identic ca la diodă și I_{DM} — curențul direct de vîrf în stare blocată la o tensiune directă în stare de blocare V_{DM} (în mod uzual $V_{DM} = V_{DWM}$) și la două temperaturi ale joncțiunii ($T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ și $T_{vj} = T_{vj\max}$). Se poate considera că atât I_{RM} cît și I_{DM} se dublează pentru o creștere a temperaturii de aproximativ 8°C . Pentru tiristoare și triace se pot defini curențul și tensiunea de întoarcere, respectiv I_{BO} și V_{BO} . Aceste mărimi au o valoare pur *informativă* avînd în vedere că V_{DSM} (valoare limită absolută) este mai mică decît V_{BO} .

Este extrem de important de reținut faptul că V_{BO} și I_{BO} sînt puternic dependente de condițiile de polarizare ale porții. Astfel pentru tensiuni pozitive de poartă (chiar mici, echivalente cu tensiunea de saturație pe un tranzistor) tensiunea de întoarcere V_{BO} scade foarte puternic. De aceea, în aplicații, pentru regimul de blocare al tiristorului se recomandă respectarea condiției de polarizare a porții $V_G \leq 0$. În cazul triacelor, avînd în vedere că pot fi amorstate și cu tensiuni negative pe poartă, condiția de polarizare a porții în regim de blocare este $V_G = 0$.

În mod similar, temperaturile mari de utilizare pot determina în cazul unor tensiuni mari de lucru apariția unor curenți reziduali $I_{DM} \geq I_{BO}$, fapt ce poate produce amorstarea necontrolată a tiristorului.

Curenții reziduali ce parcurg joncțiunile polarizate la tensiuni mari determină disiparea unor puteri considerabile ce nu pot fi neglijate la efectuarea bilanțului termic al dispozitivului (în special în cazul dispozitivelor de mare putere).

Pentru regimul de polarizare inversă se calculează

$$\bullet P_R = \frac{1}{T} \int_0^T v_R(t) i_R(t) dt. \quad (4.6)$$

Pentru regimul de blocare se calculează

$$\bullet P_D = \frac{1}{T} \int_0^T v_D(t) i_D(t) dt. \quad (4.7)$$

4.3.2. Caracteristici electrice în regim de conducție

În regim de conducție joncțiunea (joncțiunile) dispozitivului semiconductor sînt polarizate în direct. Mărimile caracteristice pentru acest regim se referă la căderea de tensiune pe joncțiune, la puterea disipată, precum și la cîteva puncte caracteristice de pe curba $V_T(I_T)$ pentru tiristoare (curențul de menținere I_H , curenț de acroșaj I_L).

În general pentru regimul de conducție se definește fie valoarea maximă a căderii de tensiune V_{FM} (respectiv V_{TM}) în anumite condiții specificate, fie curba caracteristică $V_F(I_F)$ valoarea tipică și maximă, fie

perechea de mărimi V_{FO} , r_T (respectiv V_{TO} , r_T) ce definește aproximarea liniarizată a curbei $V_F(I_F)$. Astfel, în documentele normative și în cataloage se precizează valorile :

- $V_{FM}(V_{TM})$ — valoarea maximă a tensiunii în stare de conducție la I_{TM} precizat și $T_a = 25^\circ\text{C}$;
- $V_{FO}(V_{TO})$ — tensiunea de prag în stare de conducție valoare maximă (semnificația în figura 4.19);
- r_T — rezistența aparentă în stare de conducție, valoare maximă (semnificația în figura 4.19);
- $V_F(I_F)V_T(I_T)$ — curba caracteristică în stare de conducție (vezi figura 4.19);
- α_{VF} , α_{VT} — coeficientul de variație a tensiunii în conducție cu temperatura.

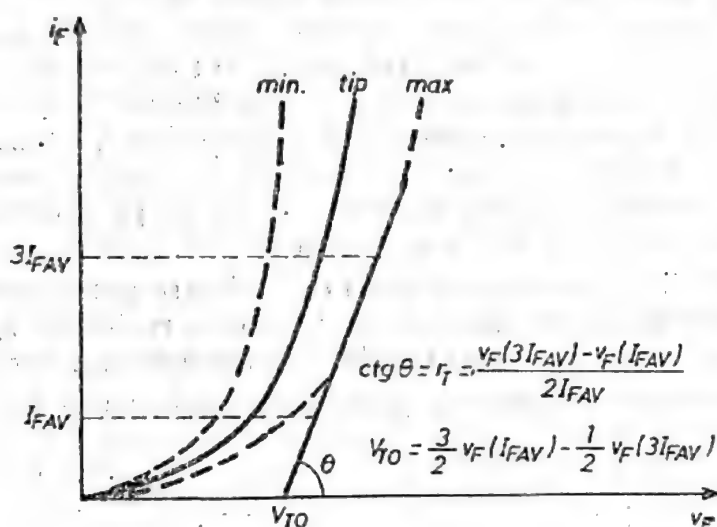


Fig. 4.19. Caracteristica de conducție pentru diodă.

Pentru densități mici ale curentului de conducție ($5 \dots 10 \text{ mA/cm}^2$) variația tensiunii de conducție în funcție de temperatură este practic liniară, coeficientul de variație cu temperatura avînd o valoare $\alpha_{VF} = -1,8 \dots -2,2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ pentru diode și $\alpha_{VF} = -2 \dots -2,5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ pentru tiristoare.

Notă : În cazul în care se dau valorile V_{FO} și r_T , caracteristica în stare de conducție este aproximată de următoarea funcție :

$$V_F(I_F) = V_{FO} + r_T I_F \quad (4.8)$$

Caracteristica în stare de conducție, dată de figura 4.19 sau de relația (4.8), permite calcularea valorii puterii disipate în regim de conducție (valoarea medie sau valoarea de vîrf).

• $P_{F(AV)}$ sau $P_{T(AV)}$ — puterea medie în regim de conducție ce se poate aproxima cu relația :

$$P_{F(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_F(t) i_F(t) dt = V_{FO} I_{FAV} + r_T I_{FRMS}^2 \quad (4.9)$$

- P_{FM}, P_{TM} — puterea de vîrf în stare de conducție

$$P_{FM} = V_{FM} I_{FM} \quad (4.10)$$

Pentru tiristoare și triace, curba caracteristică $V_T(I_T)$ prezintă două puncte de discontinuitate pentru curent și anume :

- I_L — *curentul de acroșaj* definit ca valoare minimă a curentului de conducție care permite conservarea stării de conducție imediat după încheierea semnalului de comandă pe poartă. Această valoare caracteristică este importantă pentru proiectant în cazul unor acționări pe sarcini preponderent inductive. Pentru aceste situații, durata semnalului de comandă pe poartă trebuie astfel aleasă încît curentul prin tiristor să depășească valoarea I_L .

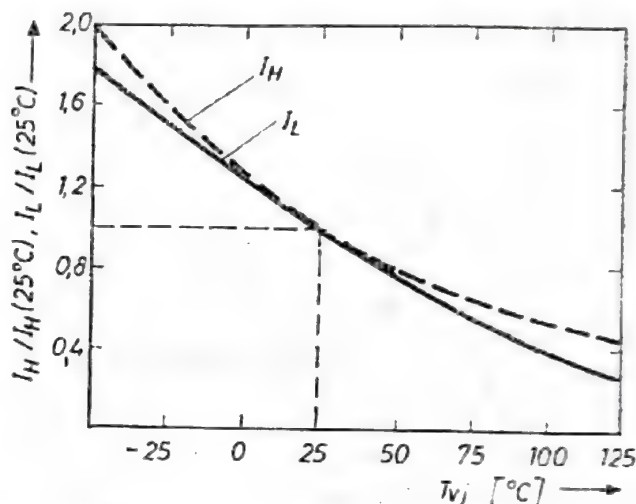


Fig. 4.20. Dependenta curentilor I_H și I_L de temperatură.

- I_H — *curentul de menținere* definit ca valoarea minimă a curentului de conducție care permite conservarea stării de conducție în condițiile în care nu există semnal pe poartă. Această valoare este importantă pentru proiectant în sensul că limitează valoarea unghiului de conducție.

În general $I_L > I_H$. Atît I_H cît și I_L scad odată cu creșterea temperaturii (variația tipică este dată în figura 4.20)

4.3.3. Caracteristici electrice în regim de comutare din blocare în conducție

În cazul dispozitivelor semiconductoare de putere utilizate în echipamente care lucrează la frecvența rețelei ($f = 50$ Hz) fenomenele ce au loc la comutarea din regim de polarizare inversă (sau blocare) în regim de conducție sînt nesemnificative din punct de vedere al caracteristicilor electrice.

Pentru dispozitivele care lucrează în regim de comutație forțată la frecvențe mai ridicate, fenomenele ce au loc la comutare au o pondere considerabilă în solicitarea termică și electrică a acestora. Pentru evaluarea efectelor acestor fenomene, în cazul dispozitivelor rapide (destinate prin proiectare și construcție să lucreze în regimuri de comutație forțată și la frecvențe ridicate) se definesc următoarele caracteristici electrice :

- V_{FR} — *tensiunea de revenire în stare de conducție*, definită ca valoarea maximă a tensiunii în stare de conducție la comutarea unei diode cu un curent cu viteza de creștere di_F/dt .

• t_{fr} — *timpul de revenire directă*, definit ca valoare maximă a intervalului de timp cuprins între momentul trecerii curentului de conducție prin valoarea $0,1 I_{FM}$ și momentul trecerii tensiunii de conducție prin valoarea $1,1 V_{FM}$ (I_{FM} este valoarea finală a curentului de conducție și V_{FM} este valoarea staționară a tensiunii în conducție la curentul I_{FM}).

În figura 4.21 sînt redată grafic semnificațiile acestor caracteristici.

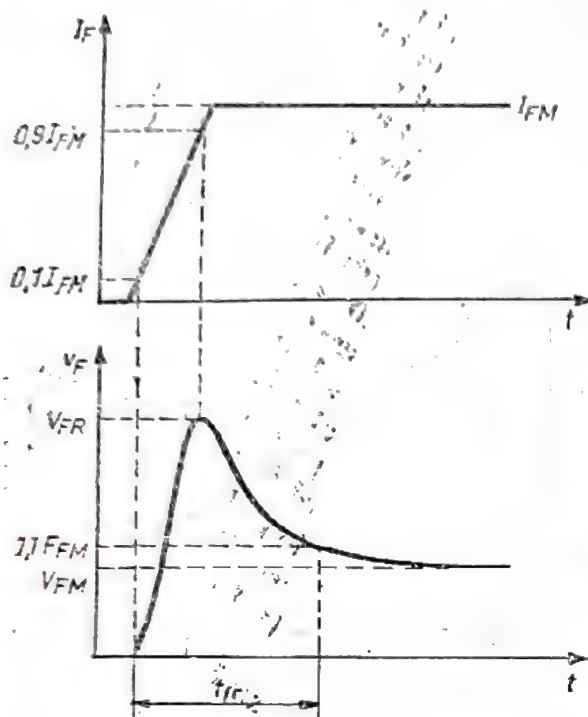


Fig. 4.21. Formele de undă la comutarea unei diode din blocare în conducție.

• P_{FTM} — *puterea de vîrf de comutație* definită ca valoarea maximă a puterii în regim de comutație. Se calculează cu relația :

$$P_{FTM} = V_{FR} I_{FM} (V_F) |_{V_F = V_{FR}} \quad (4.11)$$

În timpul regimului de comutație valorile instantanee mari ale tensiunii de conducție determină apariția unor supracreșteri de temperatură a joncțiunii ce pot duce la depășirea valorii maxime admise.

• $P_{FT(AV)}$ — *puterea medie de comutație disipată în sens direct* definită ca valoare medie calculată pe o perioadă a puterii în regim de comutație.

$$P_{FT(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{fr}} i_F(t) v_F(t) dt \quad (4.12)$$

Puterea medie disipată în regim de comutare poate determina o creștere importantă a temperaturii de lucru a dispozitivului. Pentru utilizarea la frecvențe ridicate a dispozitivelor semiconductoare, puterea medie disipată în regim de comutație trebuie luată în mod obligatoriu în calcul bilanțului termic. Menționăm că valori mari ale curentului I_{FM} și ale pantei de creștere dt/di determină valori mari caracteristicilor V_{FR} , t_{fr} , P_{FTM} și $P_{FT(AV)}$.

Comutarea normală a tiristoarelor și a triacelor din starea de blocare în starea de conducție este comandată prin aplicarea unui semnal pe poartă.

Comutarea poate fi amorată însă și în mod nedorit prin depășirea fie a valorii limită dv/dt sau $(dv/dt)_{com}$ fie prin depășirea tensiunii de întoarcere V_{BO} (deci depășirea valorii limită V_{DSM}). Aceste regimuri de comutare sînt extrem de dăunătoare pentru dispozitivul semiconductor (duc în general la distrugere prin di/dt).

La comutarea prin comandă pe poartă se manifestă o *întîrziere între variația tensiunii și cea a curentului prin tiristor față de momentul comenzii*.

Această *întîrziere* este caracterizată prin :

- t_{ga} — *timpul de amorcare pe poartă* definit ca intervalul maxim de timp între momentul aplicării semnalului de comandă pe poartă și momentul în care tensiunea pe tiristor scade la o valoare precizată. Formele de undă corespunzătoare sînt date în figura 4.22.

Timpul de amorcare este rezultatul însumării timpului de întîrziere a creșterii comandate prin poartă t_{ga} și al timpului de creștere comandat pe poartă t_r .

- t_{ga} — definit ca intervalul între un punct de referință de pe semnalul de comandă (în mod uzual $0,1 I_{GM}$) și momentul în care tensiunea de blocare pe tiristor scade la o valoare precizată (în mod uzual $0,9 V_{DM}$);

- t_r — definit ca intervalul între momentul cînd tensiunea de blocare pe tiristor a scăzut la o valoare precizată (în mod uzual $0,9 V_{DM}$) și momentul în care atinge o valoare inferioară specificată (în mod uzual $0,1 V_{DM}$).

În timpul comutației din blocare în conducție din cauza vitezei limitate de extindere a ariei de conducție pe joncțiunile tiristorului (triacului) se disipă **puteri** considerabile care pot fi ducă la depășirea temperaturii maxime a joncțiunii pentru timpi scurți, fie să contribuie cu o pondere importantă în bilanțul termic de regim staționar al dispozitivului. Pentru evaluarea efectelor regimului de comutare asupra temperaturii maxime instantanee a joncțiunii sau a temperaturii medii de lucru se definesc următoarele puteri :

- P_{TMM} — *puterea de vîrf disipată* în regim de comutație din blocare în conducție. Puterea de vîrf se calculează conform relației :

$$P_{TMM} = \text{Max} [v_D(t) i_T(t)]_{0 \rightarrow t_{ga}} \quad (4.13)$$

în care $v_D(t)$ și $i_T(t)$ au o variație tipică dată în figura 4.23. Puterea de vîrf permite calcularea supracreșterii de temperatură a joncțiunii la comutație.

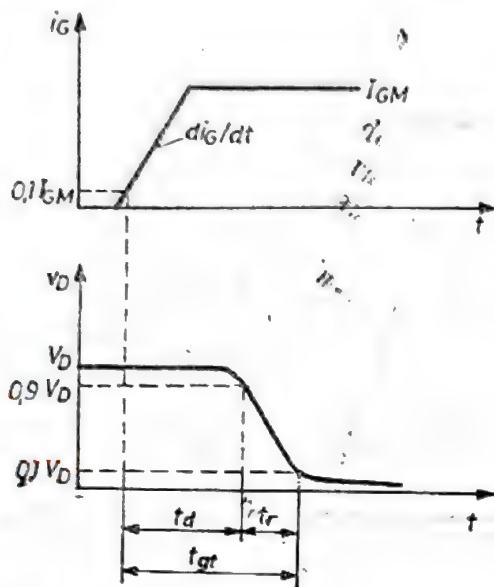


Fig. 4.22. Formele de undă la comutarea unui tiristor (triac) din blocare în conducție.

• $P_{TT(av)}$ — puterea medie disipată în regim de comutație din blocare în conducție. Puterea medie se calculează conform relației :

$$P_{TT(av)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{gt}} V_D(t) i_T(t) dt \quad (4.14)$$

Puterea medie disipată la comutare se ia în calculul bilanțului termic ; ponderea ei crește în general cu frecvența de lucru.

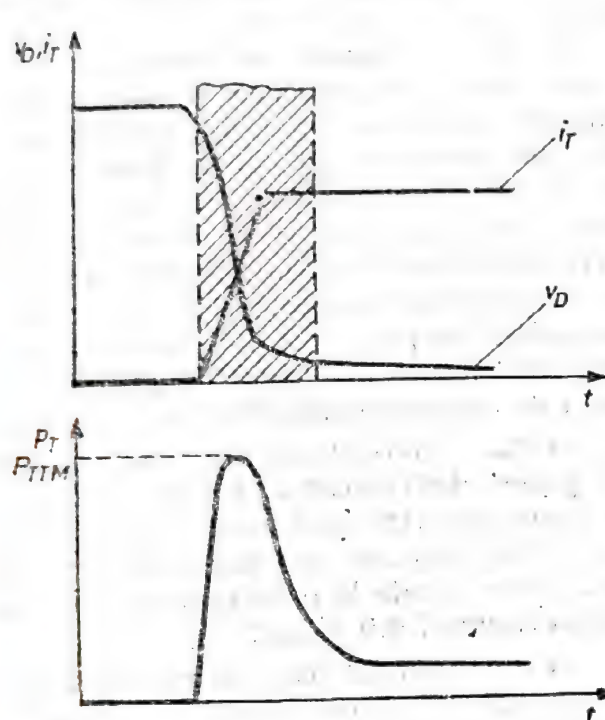


Fig. 4.23. Variația tipică a tensiunii curentului și puterii pentru un tiristor amorsat pe poartă (la comutație).

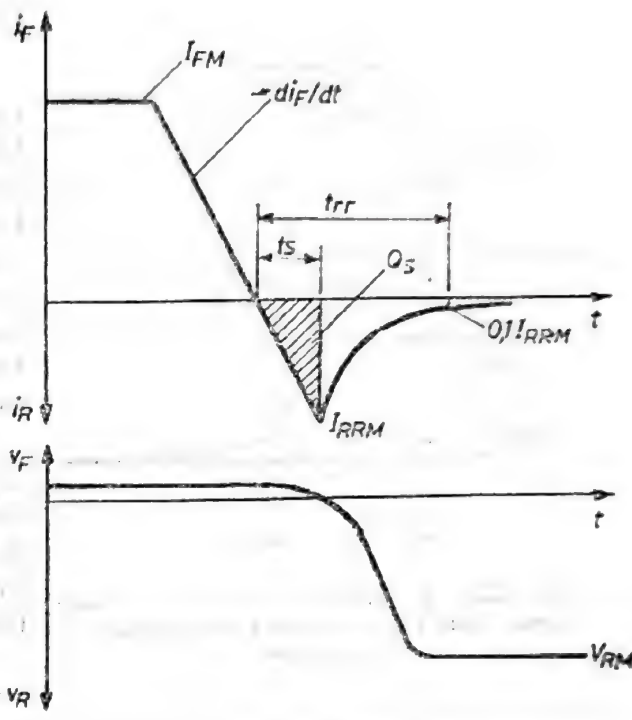


Fig. 4.24. Formele de undă la comutarea unei diode din regim de conducție, în regim de blocare.

4.3.4. Caracteristici electrice în regim de comutație din conducție în blocare

Fenomenele ce au loc în timpul comutării dispozitivelor semiconductoare de putere din starea de conducție în starea de polarizare inversă sau blocare au o contribuție importantă la creșterea puterii disipate (respectiv a temperaturii joncțiunii) și la limitarea frecvenței de lucru. Între regimul de comutație al diodelor și al tiristoarelor există o serie de diferențe, fapt pentru care caracteristicile electrice specifice regimului de comutație din conducție în blocare se vor examina separat.

DIODE

Datorită unor fenomene intrinseci funcționării diodelor, inversarea tensiunii la bornele diodei nu implică blocarea instantanee a joncțiunii. Formele de undă tipice pentru regimul de comutare din conducție în blocare sînt prezentate în figura 4.24.

Se utilizează următoarele mărimi caracteristice :

- t_{rr} — *timpul de revenire inversă* definit ca valoarea maximă a intervalului de timp între momentul trecerii curentului prin zero (când trece din regimul de conducție în regimul de blocare) și momentul în care curentul invers prin diodă scade la o valoare precizată ($0,1 I_{RRM}$ sau $0,25 I_{RRM}$).

Timpul de revenire inversă depinde de temperatura joncțiunii, T_{vj} , de curentul de conducție anterior comutării I_{FM} , de panta de scădere a curentului de conducție di_F/dt .

- t_s — *timpul de stocare* definit ca intervalul de timp dintre momentul trecerii curentului de conducție prin zero și momentul în care curentul invers prin diodă atinge valoarea maximă. Timpul de stocare corespunde procesului de extragere a sarcinii stocate la nivelul joncțiunii și este parte componentă din timpul de revenire inversă. Raportul dintre timpul de revenire inversă și timpul de stocare crește odată cu creșterea tensiunii inverse aplicate. Gama de valori tipice este indicată în Tabelul 4.7.

Tabelul 4.7. Valori tipice ale raportului t_{rr}/t_s în funcție de tensiunea inversă aplicată.

Gama de valori a tensiunii inverse V (V_{RRM})	t_{rr}/t_s
100...800	1,1...1,25
800...1800	1,25...2,1
1800...3000	2,1...2,3
3000...4800	2,3...2,6

- Q_s — *sarcina stocată* definită ca valoare maximă a sarcinii extrase din diodă între momentul trecerii curentului de conducție prin zero și momentul în care curentul invers atinge valoarea maximă I_{RRM} . Sarcina stocată este o caracteristică ce depinde de temperatura joncțiunii T_{vj} , de curentul de conducție I_{FM} și de viteza de scădere a curentului $-di_F/dt$.

Sarcina stocată maximă este dată în general prin familii de curbe (vezi figura 4.25) ce indică dependența de parametrii $-di_F/dt$, I_{FM} la $T_{vj} = T_{vj,max}^*$.

- I_{RRM} — *curentul de revenire inversă* definit ca valoare maximă de vîrf a curentului invers în timpul regimului de comutare din conducție în blocare.

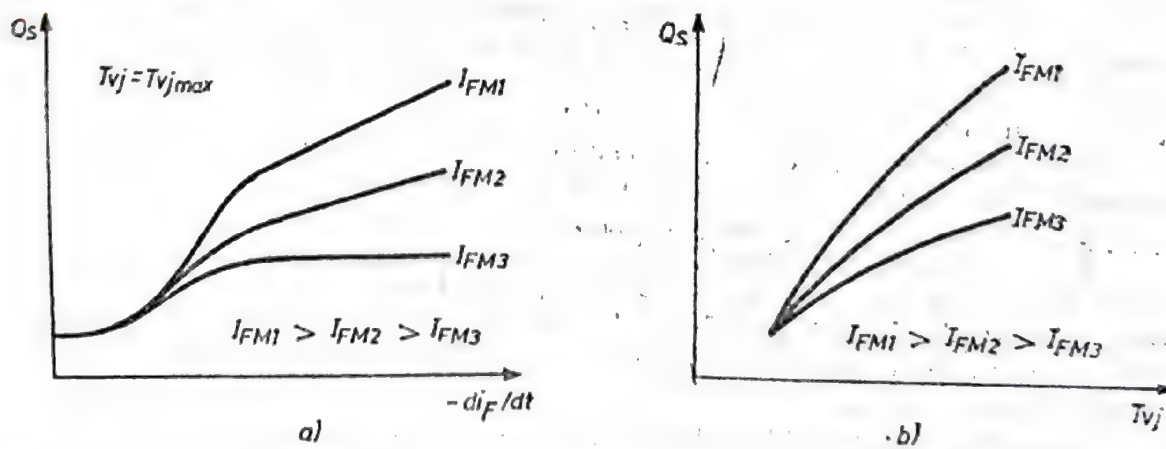


Fig. 4.25. Variația tipică a sarcinii stocate Q_s în funcție de panta de scădere a curentului de conducție $-di_F/dt$, (a) și de temperatura joncțiunii T_{vj} (b).

Sarcina stocată, timpul de stocare și curentul de revenire inversă sunt legate prin următoarele relații :

$$t_s = \sqrt{\left| \frac{2Q_s}{-di_F/dt} \right|} \quad (4.15)$$

$$I_{RKM} = |-di_F/dt| t_s = \sqrt{2Q_s |-di_F/dt|} \quad (4.16)$$

În timpul regimului de comutație, pe joncțiunea diodei are loc o disipare considerabilă de **putere**. Această putere poate determina depășirea temperaturii maxime instantanee a joncțiunii (prin valoarea ei de vîrf) sau are o pondere importantă în bilanțul termic al diodei.

• P_{RQM} — *puterea de vîrf de comutație disipată în sens invers*. Această putere se calculează cu relația :

$$P_{RQM} = \text{Max} |V_R(t) i_R(t)|_0^{tr} \quad (4.17)$$

și se utilizează în calculul temperaturii maxime a joncțiunii.

• $P_{RQ(AV)}$ — *puterea medie de comutație disipată în sens invers*. Această putere se calculează cu relația :

$$P_{RQ(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^{tr} i_R(t) V_R(t) dt \quad (4.18)$$

Menționăm că în cazul *diodelor normale* parametrii t_{rr} , Q_s , P_{RQM} și $P_{RQ(AV)}$ au valori considerabile (cu circa un ordin de mărime mai mari decît în cazul *diodelor rapide*). Utilizarea unor astfel de diode în regim de comutație la frecvențe mari este din această cauză *contraindicată*. Pentru astfel de aplicații sînt recomandate diodele rapide caracterizate prin sarcini stocate mult reduse și timpi de revenire mai scurți.

TIRISTOARE, TRIACE

Fenomenele ce au loc în timpul comutării tiristorului din starea de conducție în starea de blocare au o importanță deosebită în funcționare, în special la frecvențe mari. Parametrii electrici utilizați pentru regimul de comutare permit evaluarea supracreșterii de temperatură, dimensionarea elementelor din circuit ce influențează comutarea etc.

Variația curentului și tensiunii prin tiristor (triac) la comutarea din conducție în blocare este reprezentată în figura 4.26.

Se utilizează următoarele caracteristici :

• t_q — *timpul de blocare* al unui tiristor (triac) *prin comutarea circuitului*, definit ca valoarea maximă a intervalului de timp între momentul anulării curentului principal prin tiristor și momentul trecerii prin zero a tensiunii directe de blocare reaplicate care nu provoacă reamorsarea tiristorului prin $(dv/dt)_R$.

Timpul de blocare t_q se definește în condiții precizate de :

— di/dt — viteza de descreștere a curentului de conducție (în mod uzual $di/dt = -20 \text{ A}/\mu\text{s}$)

- I_{TM} — valoarea de vîrf a curentului înainte de blocare (în mod uzual $I_{TM} = I_{TAVM}$)
- V_R — valoarea tensiunii inverse maxime (în mod uzual $V_R = -100$ V)
- $(dv/dt)_R$ — viteza de creștere a tensiunii de blocare reaplicate
- V_D — valoarea de vîrf a tensiunii de blocare reaplicate (în mod uzual $V_D = 0,67 V_{DRM}$)

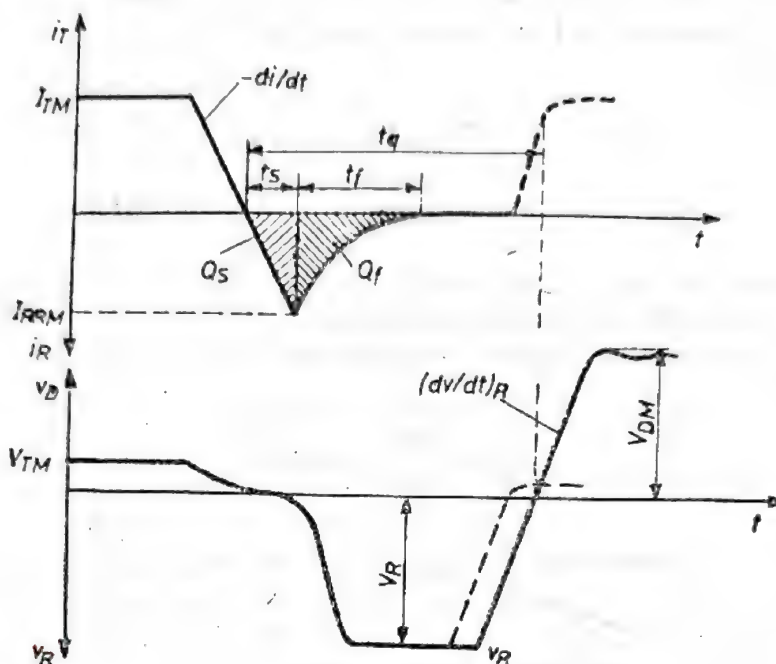


Fig. 4.26. Formele de undă ale tensiunii și curentului la comutarea prin circuit a unui tiristor din conducție în blocare.

În figura 4.27 sînt reprezentate variațiile tipice ale valorii normate t_q în funcție de parametrii de comutație.

Pe fiecare curbă este marcată cu simbolul x valoarea prevăzută în STR (măsurată în condițiile standard).

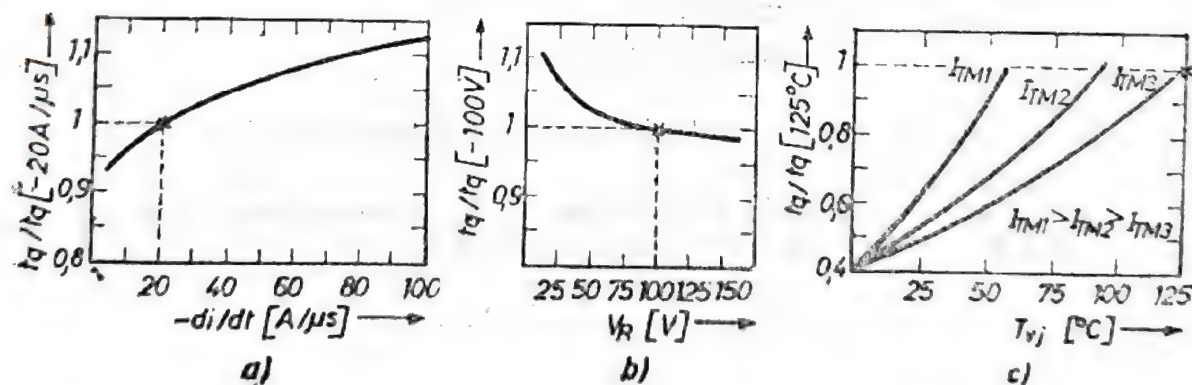


Fig. 4.27. Dependența timpului de blocare (valoare normată) în funcție de (a) viteza de descreștere a curentului, (b) tensiunea inversă, (c) temperatura joncțiunii.

Pentru tiristoare conducînd în invers sau tiristoare avînd cuplate în antiparalel diode se definește de asemenea t_q (bineînțeles V_R aplicat tiristorului este limitat la V_F al diodei în antiparalel).

În timpul procesului de comutare din starea de conducție în starea de blocare în tiristor au loc o serie de fenomene (extragere de curent pînă la blocarea joncțiunilor, recombinarea sarcinii în exces etc.) care determină apariția unor creșteri considerabile de temperatură și limitări ale frecvenței maxime de lucru. Pentru aplicații la frecvențe ridicate se utilizează tiristoare rapide la care efectele fenomenelor de comutație sînt minimizate

• Q_s — sarcina extrasă la comutarea prin circuit definită ca valoarea totală a sarcinii extrase între momentul trecerii prin zero a curentului de conducție I_T și momentul în care curentul de revenire inversă de valoarea maximă I_{RRM} .

$$Q_s = \frac{1}{2} t_s I_{RRM} = \frac{1}{2} I_{RRM}^2 \left[\frac{1}{-di/dt} \right] \quad (4.19)$$

În figura 4.28 este reprezentată variația tipică a sarcinii extrase Q în funcție de parametrii de comutație, pentru tiristorul rapid T600F.

• Q_r — sarcina reziduală recombinată după blocarea joncțiunii de catod.

$$Q_r = \frac{t_f^2}{2} \left| -di/dt \right| \quad (4.20)$$

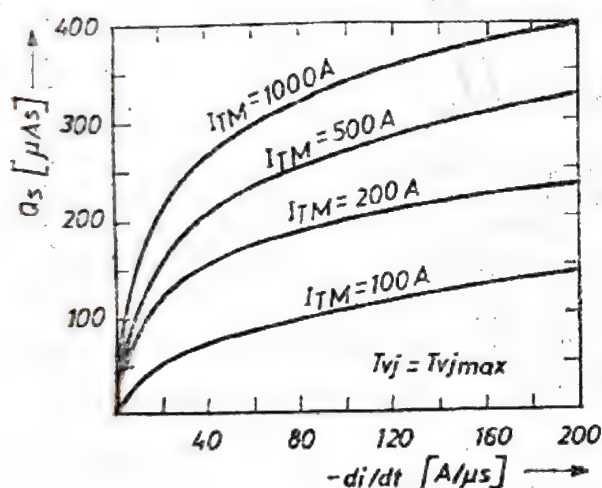


Fig. 4.28. Dependența sarcinii extrase Q în funcție de parametrii regimului de comutație: I_{TM} , $-di/dt$ (ex.: tiristorul T290F)

Pentru regimul de comutație se definesc următoarele puteri:

• P_{RQM} — puterea de vîrf de comutație (prin circuit) din conducție în blocare a unui tiristor (sau triac). Această putere se calculează cu relația:

$$P_{RQM} = \text{Max} |V_R(t) i_R(t)|_0^{t_q} \quad (4.21)$$

• $P_{RQ(AV)}$ — puterea medie disipată la comutație tiristorului din conducție în blocare. Această putere se calculează cu relația

$$P_{RQ(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_q} i_R(t) V_T(t) dt. \quad (4.22),$$

Dacă se ia în considerare viteza de creștere a tensiunii inverse dv_R/dt , relația (4.22) poate fi înlocuită cu una din relațiile de mai jos în funcție de raportul existent între timpul de creștere al tensiunii inverse $t_0 = \frac{V_R}{dv_R/dt}$ și t_f (din figura 4.23).

Astfel pentru $t_r \geq t_f$

$$P_{RQ(av)} \approx \frac{(dv_R/dt)t_f I_{RRM}}{6} \quad (4.23)$$

iar pentru $t_r \leq t_f$

$$P_{RQ(av)} \approx \left[\frac{I_{RRM}}{6} + \frac{I_{RO}}{3} \right] U_{RM} \frac{t_0}{t_f} + \frac{I_{RO} U_{RM}}{2} \frac{t_f - t_0}{t_f} \quad (4.24)$$

în care $I_{RO} = I_{RRM} \frac{t_f - t_0}{t_f}$

4.3.5. Caracteristici electrice în regim de avalanșă (stabilizare)

Sînt utilizate în general două clase de dispozitive ce pot funcționa în regim de avalanșă pe caracteristica inversă:

— diode stabilizatoare de tensiune — diode care sînt destinate să funcționeze în mod continuu (sau cu factori de umplere mari) în regim de avalanșă. Tensiunile de străpungere se situează în gama 6...200 V. Sînt folosite în general ca elemente reglatoare în sursele de alimentare stabilizate.

— diode cu avalanșă controlată (sau diode supresoare) care funcționează intermitent sau accidental în regim de avalanșă. Pentru gama de tensiuni cuprinsă între 6...200 V, diodele stabilizatoare de tensiune pot fi utilizate și ca diode supresoare. Diodele cu avalanșă controlată sînt realizate în gama 400...2000 V.

Pentru diodele stabilizatoare de tensiune se utilizează următoarele caracteristici electrice (vezi figura 4.29):

- V_{ZT} — tensiunea nominală de stabilizare definită ca valoare a tensiunii de stabilizare la un curent I_{ZT} . În funcție de acest parametru diodele stabilizatoare sînt sortate în clase de tensiune. Pentru definirea claselor de tensiune se utilizează seriile de precizie E24, E12, E6. În Tabelul 4.8 sînt precizate valorile V_{ZT} , V_{Zmin} și V_{Zmax} . Se observă că între două clase de tensiune consecutive există o zonă de suprapunere (V_{Zmax} a clasei inferioare este mai mare decît V_{Zmin} a clasei superioare).

- V_{ZK} — tensiunea minimă de stabilizare definită ca valoare minimă a tensiunii pentru care funcția de stabilizare se menține.

- r_{ZT} — rezistență dinamică a caracteristicii definită ca valoare maximă a rezistenței măsurată în jurul punctului V_{ZT} , I_{ZT} de pe curba $V_Z(i_Z)$ și calculată cu relația:

$$r_{ZT} = \frac{\Delta V_{ZT}}{0,1 I_{ZK}} \quad (4.25)$$

Clasele de tensiune standardizate pentru diode stabilizatoare:

Clasa de precizie E24 (5%) $(V_{Zmax} - V_{Zmin}) / V_{ZT} = 0,05$ $P_d = 1 \text{ W}$			Clasa de precizie E12 (10%) $(V_{Zmax} - V_{Zmin}) / V_{ZT} = 0,1$ $P_d = 4 \dots 10 \text{ W}$			Clasa de precizie E6 (20%) $(V_{ZT} - V_{Zmin}) / V_{Zmax} = 0,2$ $P_d = 20 \dots 50 \text{ W}$		
V_{ZT}	V_{Zmin}	V_{Zmax}	V_{ZT}	V_{Zmin}	V_{Zmax}	V_{ZT}	V_{Zmin}	V_{Zmax}
(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)
2,7	2,5	2,9	—	—	—	—	—	—
3,0	2,8	3,2	—	—	—	—	—	—
3,3	3,1	3,5	—	—	—	—	—	—
3,6	3,4	3,8	—	—	—	—	—	—
3,9	3,7	4,1	—	—	—	—	—	—
4,3	4,0	4,6	—	—	—	—	—	—
4,7	4,4	5,0	—	—	—	—	—	—
5,1	4,8	5,4	—	—	—	—	—	—
5,6	5,2	6,0	—	—	—	—	—	—
6,2	5,8	6,6	—	—	—	—	—	—
6,8	6,4	7,2	6,8	5,8	7,9	—	—	—
7,5	7,0	7,9	—	—	—	—	—	—
8,2	7,7	8,7	8,2	7,0	9,6	8,2	5,8	11,6
9,1	8,5	9,6	—	—	—	—	—	—
10	9,4	10,6	10	8,5	11,6	—	—	—
11	10,4	11,6	—	—	—	—	—	—
12	11,4	12,7	12	10,4	14,4	12	8,5	17,1
13	12,4	14,1	—	—	—	—	—	—
15	13,8	15,8	15	12,4	17,1	—	—	—
16	15,3	17,1	—	—	—	—	—	—
18	16,8	19,1	18	15,3	21,2	18	12,4	25,9
20	18,8	21,2	—	—	—	—	—	—
22	20,8	23,3	22	18,8	25,9	—	—	—
24	22,7	25,9	—	—	—	—	—	—
27	25,1	28,9	27	22,7	32,0	27	18,8	38,0
30	28	32	—	—	—	—	—	—
33	31	35	33	28	38	—	—	—
36	34	38	—	—	—	—	—	—
39	37	41	39	34	46	39	28	54
43	40	46	—	—	—	—	—	—
47	44	50	47	40	54	—	—	—
51	48	54	—	—	—	—	—	—
56	52	60	56	48	66	56	40	79
62	58	66	—	—	—	—	—	—
68	64	72	68	58	79	—	—	—
75	70	79	—	—	—	—	—	—
82	77	87	82	70	96	82	58	116
91	85	96	—	—	—	—	—	—
100	94	106	100	85	116	—	—	—
110	104	116	—	—	—	—	—	—
120	114	127	120	104	141	120	85	171
130	124	141	—	—	—	—	—	—
150	138	158	150	124	171	—	—	—
160	153	171	—	—	—	—	—	—
180	168	191	180	153	212	180	124	212
200	188	212	—	—	—	—	—	—

in care

$$\Delta V_Z = V_Z(1,05 I_{ZT}) - V_Z(0,95 I_{ZT})$$

• r_{ZK} — rezistență dinamică a caracteristicii definită ca valoare maximă a rezistenței măsurate în jurul punctului V_{ZK}, I_{ZK} de pe curba $V_Z(I_Z)$ și calculată cu relația :

$$r_{ZK} = \frac{\Delta V_{ZK}}{0,1 I_{ZK}} \quad (4.26)$$

in care

$$\Delta V_{ZK} = V_Z(1,1 I_{ZK}) - V_{ZK}$$

La valori ale tensiunii mai mici decît V_{ZK} , diodele stabilizatoare se comportă ca diodele cu joncțiuni polarizate în invers.

Pentru evaluarea capabilității de blocare a diodei stabilizatoare la tensiuni inverse de polarizare $V_R < V_{ZK}$ se utilizează următoarea mărime caracteristică :

• I_R — curent rezidual definit ca valoare maximă a curentului invers prin dioda stabilizatoare polarizată la o tensiune $V_R = (2/3) V_{ZT}$.

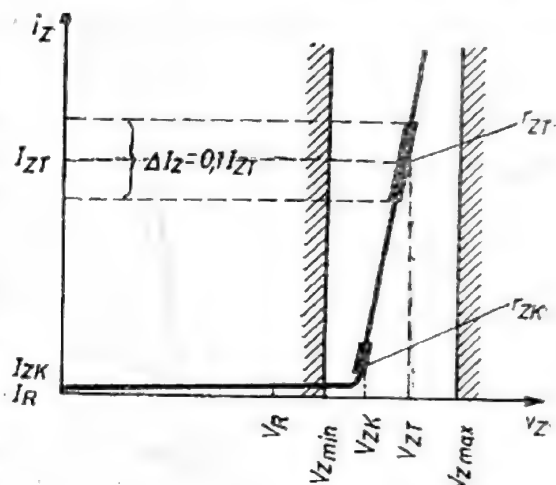


Fig. 4.29. Caracteristică tipică a unei diode stabilizatoare de tensiune.

Tensiunea de stabilizare V_{ZT} este o mărime dependentă de temperatură. Avînd în vedere faptul că utilizarea tipică pentru diodele stabilizatoare o reprezintă sursele de alimentare stabilizate se definește o caracteristică ce permite determinarea variațiilor V_{ZT} datorată variațiilor de temperatură.

• α_{VZ} — coeficientul de variație liniară a tensiunii de stabilizare cu temperatura definit ca valoare maximă a variației tensiunii de stabilizare nominale ΔV_{ZT} la o variație a temperaturii joncțiunii ΔT

$$\alpha_{VZ} = \frac{\Delta V_{VZ}}{\Delta T} \quad (4.27)$$

Menționăm că α_{VZ} este o mărime pozitivă, deci pentru realizarea unor referințe stabilizate în raport cu variația de temperatură se recomandă utilizarea unor joncțiuni polarizate în direct pentru compensarea lui α_{VZ} ($\alpha_{VP} = -1,8 \dots -2,2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$). De asemenea, la efectuarea bilanțului termic pentru diodele stabilizatoare de tensiune trebuie luat în considerare mecanismul de reacție electrotermică pozitivă (la $I_Z \approx \text{constant}$) :

$$P_d \uparrow \rightarrow T_j \uparrow \xrightarrow{\alpha_{VZ} > 0} V_Z \uparrow \rightarrow P_d \uparrow \uparrow \rightarrow T_j \uparrow \rightarrow \dots$$

Neglijarea acestui efect poate determina ambalarea termică a diode stabilizatoare.

Pentru diodele cu avalanșă controlată și pentru diodele supresoare se utilizează următoarele mărimi caracteristice :

- V_{BR} — tensiunea de străpungere definită ca valoare a tensiunii pentru care curentul prin dispozitiv crește la o anumită valoare precizată I_{BR} pe caracteristica de străpungere.
- r_a — rezistența diferențială a caracteristicii de avalanșă definită de relația

$$r_a = \frac{V_a - V_{BR}}{I_{RSM}}$$

în care V_a este tensiunea la curentul de suprasarcină I_{RSM} . În figura 4.30 sînt puse în evidență semnificațiile acestor mărimi.

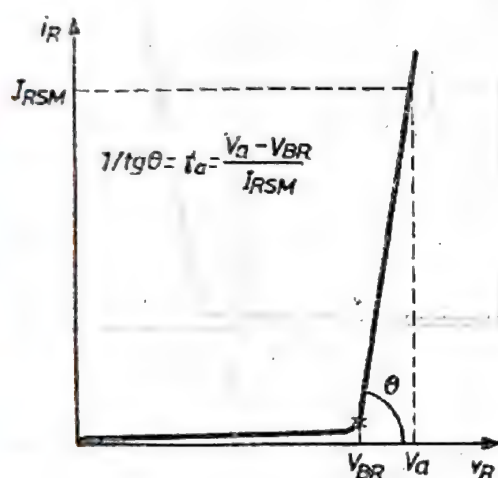


Fig. 4.30. Caracteristica inversă a unei diode cu avalanșă controlată

Menționăm că valorile caracteristice V_{BR} și r_a permit o dimensionare corectă a ecartului necesar între tensiunea de blocare maximă (V_{DSM} , V_{RSM}) a dispozitivului ce trebuie protejat și tensiunea diodei cu avalanșă controlată folosită la protecție.

$$V_{DSM} \geq V_{BR} + r_a I_s$$

în care

$$I_s = P_s / V_{BR}$$

Prin P_s am notat puterea impulsului de suprasarcină de tensiune accidentală iar I_s este curentul de avalanșă corespunzător acestui impuls.

4.3.6. Caracteristici electrice de poartă

Caracteristicile electrice de poartă formează un set de mărimi care caracterizează comportarea tiristorului (respectiv triacului) la semnale electrice aplicate pe poartă. Se definesc astfel caracteristicile electrice de amorsare prin poartă (care asigură comportarea dorită în regimul de comutație din blocare în conducție), caracteristicile de neamorsare pe poartă

(care asigură imunitatea tiristorului la semnale parazite pe poartă) și caracteristicile de comandă pentru stingerea pe poartă (în cazul tiristoarelor *GTO*).

Pentru caracterizarea tiristoarelor se folosesc următoarele mărimi [2]:

- I_{GT} — curenul de amorsare pe poartă definit ca valoare minimă a curentului injectat în poartă pentru care tiristoarele comută (indiferent de dispersia tehnologică).

- V_{GT} — tensiunea de amorsare pe poartă definită ca valoare minimă a tensiunii aplicate pe poartă pentru care tiristoarele comută (indiferent de dispersie tehnologică).

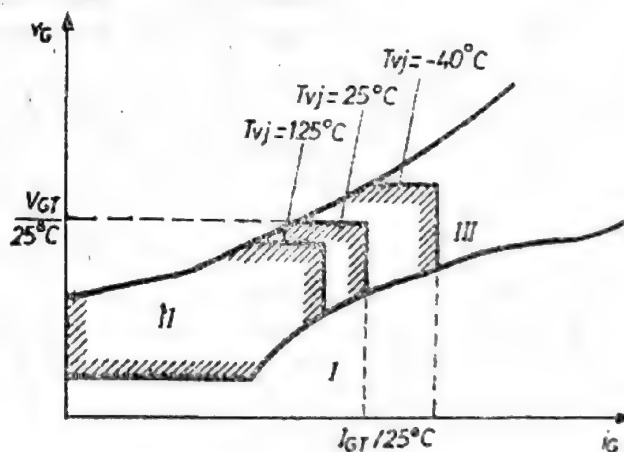
- $V_{GT}(V_{GNT})$ — tensiunea de neamorsare pe poartă definită ca valoare maximă a tensiunii aplicate pe poarta tiristorului care nu provoacă comutarea acestuia.

- $I_{GD}(I_{GNT})$ — curenul de poartă corespunzând tensiunii de neamorsare V_{GNT} .

Caracteristicile de poartă depind de temperatura dispozitivului. De asemenea, din cauza condițiilor tehnologice concrete de realizare a tiristoarelor există o dispersie importantă a valorilor caracteristice I_{GT} și V_{GT} . În documentele normative se dau în general valorile limită maximă pentru I_{GT} și V_{GT} la $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ și la $T_{vj\max}$. În cataloage sînt prezentate informații mai detaliate asupra caracteristicilor de poartă (vezi figura 4.31) Astfel, pentru fiecare tip de tiristor (triac) se definește planul valorilor caracteristice, $V_G - I_G$ delimitat de $V_{G\max}(i_G)$, $V_{G\min}(i_G)$ în care sînt precizate valorile caracteristice I_{GT} la $T = T_{vj\min}$, $T = 25^\circ\text{C}$ și $T = T_{vj\max}$ V_{GT} la $T = T_{vj\min}$, $T = 25^\circ\text{C}$ și $T = T_{vj\max}$, precum și curbele $P_{G\max} = V_{G\max}I_{G\max}$ la diferite durate ale impulsului de comandă.

Astfel, în zona I amorsarea tiristorului este imposibilă, în zona II amorsarea tiristorului este probabilă iar în zona III este certă. Curbele limită $P_{G\max}$ trebuie respectate ca valori limită absolută.

Fig. 4.31 Caracteristici de poartă pentru un tip de tiristor; I — zona de amorsare imposibilă, II — zona de amorsare probabilă, III — zona de amorsare sigură.



Condițiile optime de comandă pe poartă sînt precizate de către următoarele mărimi:

- t_a — intervalul de creștere a curentului pe poartă definit ca intervalul în care curentul de poartă crește de la $0,1I_G$ la $0,9I_G$ (I_G este valoarea finală a curentului de poartă).

- t_p — durata impulsului de comandă

- V_L — tensiunea în gol a generatorului de comandă pe poartă.

I_K — curentul de scurtcircuit al generatorului de comandă pe poartă.

I_G — curentul de poartă.

di_G/dt — viteza de creștere a curentului pe poartă.

În Secțiunea 4.2 este comentată influența semnalului de comandă pe poartă atât asupra capabilității tiristorului la solicitarea di/dt cît și asupra puterii disipate în timpul comutării. Nerespectarea prescripțiilor pentru semnalul de comandă pe poartă poate determina distrugerea tiristorului prin di/dt sau prin depășirea temperaturii maxime a joncțiunii.

În cazul comenzii unor tiristoare conectate în serie sau în paralel trebuie luate precauții suplimentare (vezi Capitolul 7).

Pentru caracterizarea tiristoarelor cu stingere pe poartă (GTO) se folosesc următoarele mărimi :

- V_{GQ} — tensiunea de dezamorsare pe poartă definită ca valoarea minimă a tensiunii aplicate pe poartă în sens invers care asigură dezamorsarea tiristorului (comutarea din regim de conducție în regim de blocare).

- I_{GQ} — curentul de dezamorsare pe poartă definit drept curent extras din poartă care asigură dezamorsarea tiristorului.

- V_Q — factorul de câștig la dezamorsare definit ca raportul între curentul de conducție I_{TM} și curentul de dezamorsare pe poartă I_{GQ} .

$$V_Q = \frac{I_{TM}}{I_{GQ}}$$

4.3.7. Caracteristici termice

Caracteristicile termice ale unui dispozitiv sînt mărimi măsurabile care permit efectuarea completă a bilanțului termic (relația dintre căldura disipată în dispozitiv și căldura evacuată prin sistemele de răcire) și calcularea temperaturilor punctelor de referință în orice regim de funcționare.

Pentru regimuri de funcționare staționare se utilizează mărimi caracteristice de tipul rezistență termică R_{th} (independentă de timp). Pentru regimuri de funcționare de scurtă durată sau intermitente se utilizează impedanța termică tranzitorie Z_{th} (dependentă de timp).

Pentru caracterizarea regimului staționar de funcționare se utilizează următorii parametri :

- R_{thj-c} — rezistența termică joncțiune-capsulă definită ca raportul între diferențe dintre temperatura joncțiunii și temperatura capsulei într-un punct precizat în condiția în care dispozitivul disipă puterea P_{tot} și se află la echilibru termic.

$$R_{thj-c} = \frac{T_{vj} - T_c}{P_{tot}} \quad (4.28)$$

Condiția de echilibru termic este îndeplinită atunci cînd T_{vj} , T_c și P_{tot} nu variază în timpul funcționării.

- R_{thc-k} — rezistența termică capsulă-radiator sau rezistența termică de contact definită ca raportul între diferența de temperatură dintre capsulă

și un punct de referință de pe radiatorul pe care se montează dispozitivul și puterea totală disipată de acesta în condiții de echilibru termic.

$$R_{th\ c-k} = \frac{T_c - T_k}{P_{tot}} \quad (4.29)$$

• $R_{th\ k-a}$ — *rezistența termică radiator-ambient* definită ca raportul între diferența de temperatură dintre punctul de referință de pe radiator și temperatura mediului de răcire (sau ambientă) și puterea totală disipată de dispozitiv în condiții de echilibru termic.

$$R_{th\ k-a} = \frac{T_k - T_a}{P_{tot}} \quad (4.30)$$

Evident, *rezistența termică joncțiune-ambient* este dată de suma rezistențelor termice definită de relațiile (4.28), (4.29) și (4.30).

$$R_{th\ j-a} = R_{th\ j-c} + R_{th\ c-k} + R_{th\ k-a} \quad (4.31)$$

Pentru calculul temperaturilor în cazul unor regimuri de funcționare de scurtă durată (care nu permit atingerea echilibrului termic) sau în regim de funcționare intermitentă trebuie ținut cont de efectul capacităților termice echivalente.

Pentru caracterizarea regimului de funcționare de scurtă durată sau intermitent se folosesc următoarele mărimi :

• $Z_{th\ j-c}(t)$ — *impedanța termică tranzitorie joncțiune-capsulă* definită ca variația temperaturii joncțiunii după un interval de timp t de la aplicarea unui impuls de putere în formă de treaptă, raportată la puterea acestui impuls :

$$Z_{th\ j-c}(t) = \frac{T_{vj}(t) - T_{vj}(0)}{P_{tot}} \quad (4.32)$$

Impedanța termică tranzitorie se dă sub forma unei curbe având forma tipică dată în figura 4.32.

• $Z_{th\ c-a}(t)$ — *impedanța termică tranzitorie capsulă-ambient* definită ca variația temperaturii de referință a capsulei după un interval de timp de la aplicarea unui impuls de putere în formă de treaptă, raportată la valoarea impulsului de putere care determină această variație :

$$Z_{th\ c-a}(t) = \frac{T_c(t) - T_c(0)}{P_{tot}} \quad (4.33)$$

Valoarea *impedanței termice radiator-ambient* depinde de modul de răcire folosit :

○ pentru *convecție naturală* $Z_{th\ k-a}$ este dependentă în primul rând de puterea totală disipată de dispozitiv. În figura 4.33 este reprezentată variația tipică a impedanței termice $Z_{th\ k-a}$ în funcție de încărcarea în putere a dispozitivului P_{tot} .

○ pentru *convecție forțată* $Z_{th\ k-a}$ este dependentă în mod esențial de parametrii mediului de răcire — viteza v_a sau debitul de volum al aeru-

lui V_a , căderea de presiune în lungul radiatorului Δp . În figura 4.34 este reprezentată variația tipică a impedanței termice Z_{thk-a} în funcție de debitul de aer.

Fig. 4.32. Curbă tipică de variație a impedanței termice tranzitorii jonctiune-capsulă. [ex.: dioda D16F]

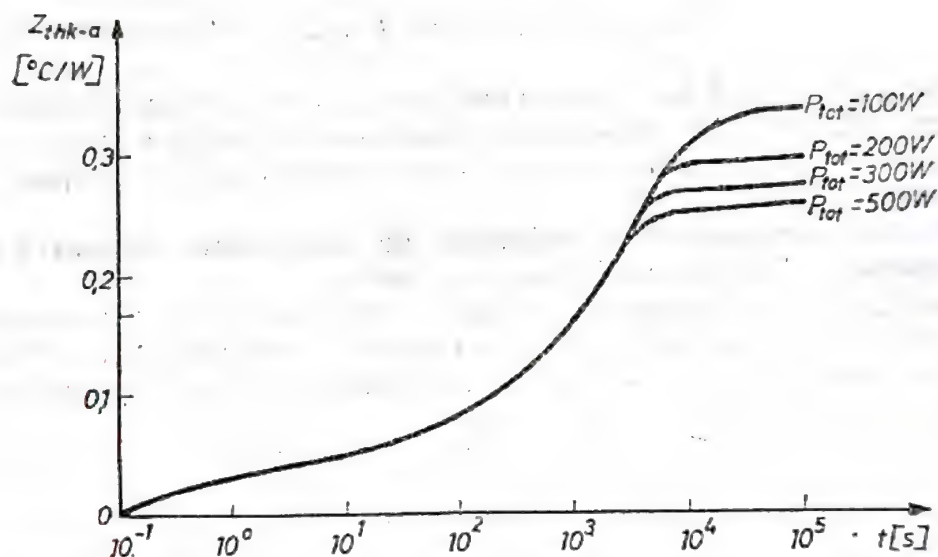
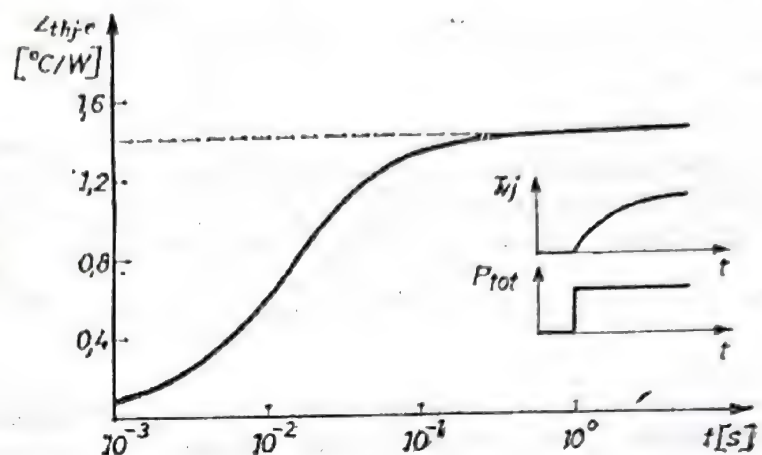


Fig. 4.33. Dependența impedanței termice radiator-ambiant de puterea disipată (în regim de convecție naturală). (Ex.: ansamblu de răcire tip KX 180-30)

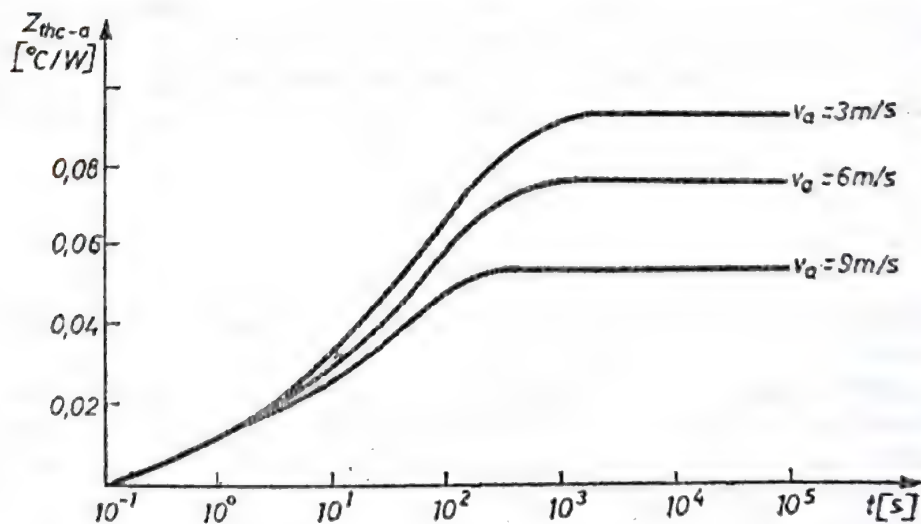


Fig. 4.34. Dependența impedanței termice radiator ambiant de debitul de aer (convecție forțată). (Ex.: ansamblul de răcire tip KX 180-30)

În figura 4.35 este reprezentată variația tipică a căderii de presiune a aerului în funcție de debitul de aer.

În cazul radiatoarelor răcite cu apă alura curbelor caracteristice este similară cu aceea pentru radiatoarele răcite forțat cu aer. Radiatoarele răcite cu apă asigură însă, în condiții de gabarit extrem de avantajoase, impedanțe și rezistențe termice cu aproximativ un ordin de mărime mai mici, decât în cazul radiatoarelor răcite cu aer.

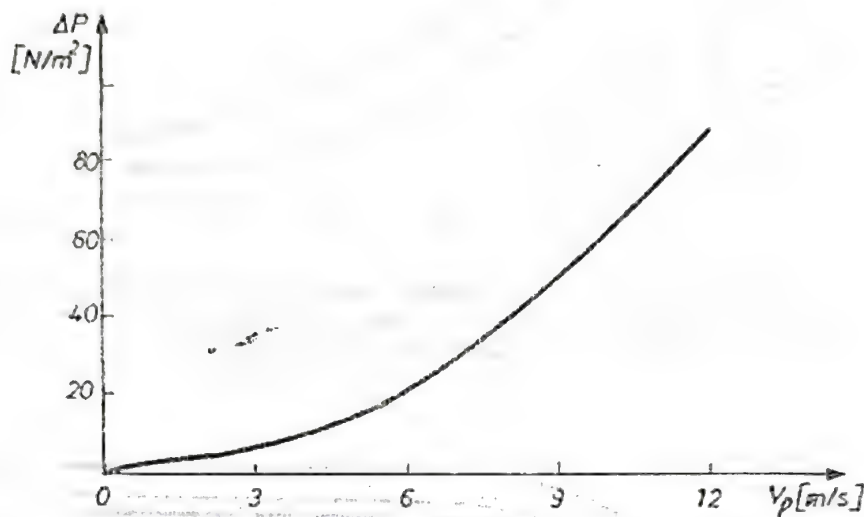


Fig. 4.35. Variația tipică a căderii de presiune a fluxului de aer de răcire în funcție de debitul aerului (convecție forțată. (ex.: ansamblul de răcire R150—E50)

În cazul diodelor redresoare și al tiristoarelor normale și rapide, în afară de curba de impedanță termică tranzitorie $Z_{thj-c}(t)$ se definește o rezistență termică adițională.

• Δr — rezistență termică adițională este definită ca o rezistență termică suplimentară fictivă ce trebuie adăugată rezistenței termice R_{thj-o} sau impedanței termice tranzitorii Z_{thj-c} pentru a reflecta influența unghiului de conducție. În mod uzual Δr este dată în documentele normative sau cataloage fie sub forma unei curbe de variație în funcție de unghiul de conducție (vezi figura 4.36) fie direct înglobată sub forma unei familii de curbe în curba $Z_{thj-c}(t)$ (vezi figura 4.37)

În unele cazuri, impedanța termică tranzitorie Z_{thj-c} poate fi dată printr-o relație de aproximare analitică de forma

$$Z_{thj-c}(t) = \sum_{i=1}^n R_{thi}(1 - e^{-t/\tau_i}). \quad (4.34)$$

În aceste cazuri, în documentele normative sau în foile de catalog se precizează valorile R_{thi} și τ_i pentru dispozitivul respectiv.

Pentru dispozitivele semiconductoare de mare putere montate pe radiatoare, pentru care răcirea este asigurată prin ventilație forțată sau cu lichid, în documentele normative sînt făcute precizări asupra tipului de radiator ce trebuie utilizat, asupra condițiilor de montare pe radiator precum și informații cu privire la debitele de fluid etc.

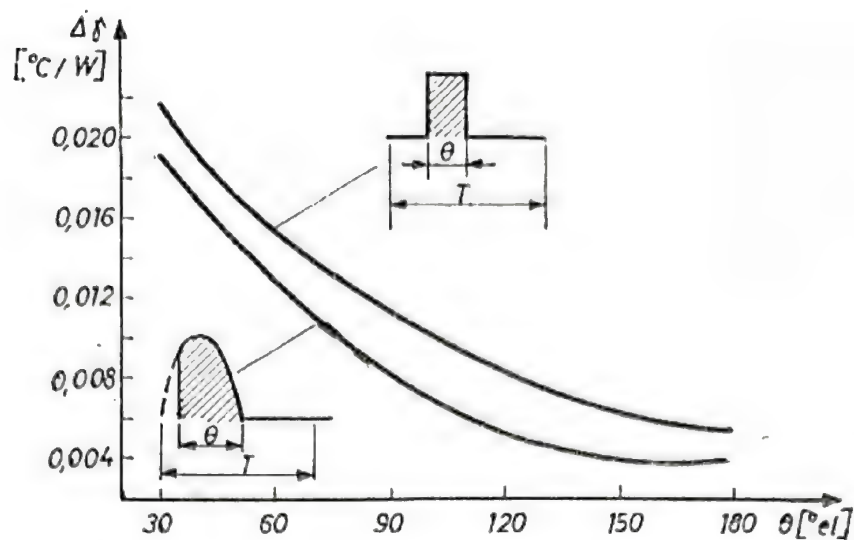


Fig. 4.36. Dependența rezistenței termice adiționale de unghiul de conducție θ (pentru regim de impulsuri sinusoidale și regim de impulsuri dreptunghiulare . (ex. : dioda D400 N...)

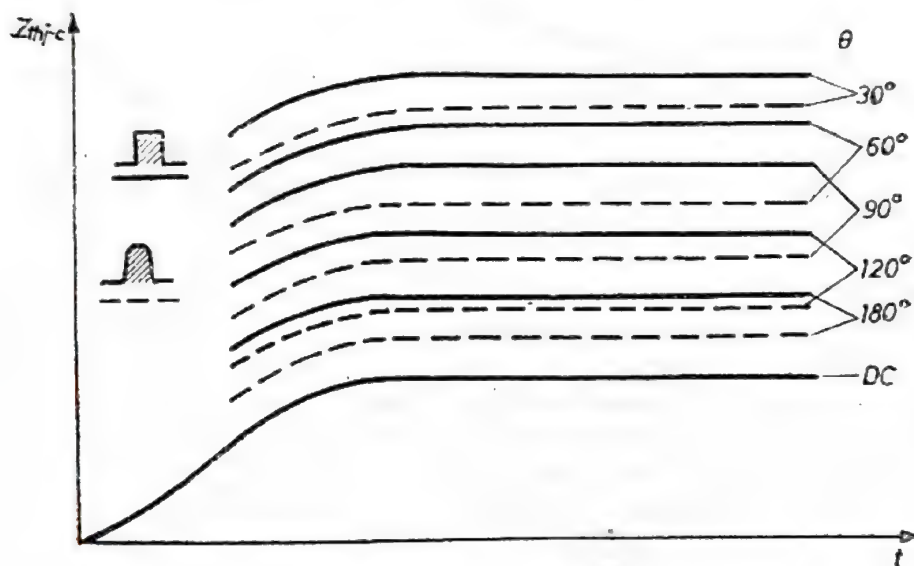


Fig. 4.37. Impedanța termică tranzitorie și impedanța termică în regim de impulsuri sinusoidale sau trapezoidale.

4.4. Caracteristici de fiabilitate

4.4.1. Caracteristici generale de fiabilitate

Calitatea reprezintă suma însușirilor unui produs care îi permit să-și îndeplinească funcția pentru care a fost creat și este percepută sub două aspecte :

- *conformitatea* cu specificația tehnică (performanțe inițiale) și
- *fiabilitatea*, care exprimă modul în care performanțele inițiale se păstrează în timp.

Fiabilitatea se definește ca probabilitate de bună funcționare la momentul t și se notează $R(t)$ (*Reliability—fiabilitate*). Probabilitatea de bună funcționare $R(t)$ și probabilitatea de defectare pînă la momentul t , $F(t)$ (*Failure — defectare*) sînt, evident, în relația :

$$R(t) + F(t) = 1.$$

Funcția $F(t)$ se mai numește și repartiție a momentelor de defectare.

Pornind de la aceste funcții se definesc următoarele caracteristici de fiabilitate : *densitatea de probabilitate* $f(t)$, *intensitatea de defectare* $Z(t)$ și *media duratei de viață* M , prin relațiile (4.35), (4.36) și (4.37) :

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = -\frac{dR(t)}{dt} \quad (4.35)$$

$[f(t)dt]$ reprezintă probabilitatea ca defectarea să se producă în intervalul de timp dt din jurul momentului de timp t .

$$Z(t) = \frac{f(t)}{R(t)} \quad (4.36)$$

$[Z(t)dt]$ exprimă probabilitatea apariției defectului în intervalul de timp dt în jurul momentului t , știind că pînă în momentul t defectarea nu s-a produs].

Media duratei de viață, M se definește ca moment de ordinul I al variabilei aleatoare de timp t (t — momentul defectării), avînd expresia :

$$M = \int_0^{\infty} t f(t) dt \quad (4.37)$$

M se poate exprima și în funcție de $R(t)$:

$$\begin{aligned} M &= \int_0^{\infty} t f(t) dt = \int_0^{\infty} t dF(t) = - \int_0^{\infty} t dR(t) = \\ &= - [tR(t)]_0^{\infty} + \int_0^{\infty} R(t) dt, \end{aligned}$$

dar, observînd că paranteza este identic nulă ($\lim_{t \rightarrow \infty} tR(t) = 0$, în general), rezultă :

$$M = \int_0^{\infty} R(t) dt. \quad (4.38)$$

Pentru componentele electronice active, deci și pentru dispozitivele semiconductoare de putere, timpul de defectare urmează o lege exponențială sau o lege Weibull.

Legea exponențială de distribuție a timpului de defectare stabilește că fiabilitatea, $R(t)$ variază exponențial în timp, conform relației (4.39) :

$$R(t) = \exp(-\lambda t). \quad (4.39)$$

Plecînd de la această expresie, rezultă expresiile caracteristicilor de fiabilitate :

$$f(t) = \lambda \exp(-\lambda t). \quad (4.40)$$

$$Z(t) = \lambda, \text{ constantă în timp} \quad (4.41)$$

$$M = \frac{1}{\lambda} \quad (4.42)$$

Legea Weibull de distribuție a timpului de defectare are expresia (4.43) :

$$R(t) = \exp\left(-\frac{t^\beta}{\alpha}\right) \quad (4.43)$$

unde α este parametrul de scală, iar β este parametrul de formă ; în acest caz,

$$f(t) = \frac{\beta}{\alpha} t^{\beta-1} \exp\left(-\frac{t^\beta}{\alpha}\right) \quad (4.44)$$

$$Z(t) = \frac{\beta}{\alpha} t^{\beta-1} \quad (4.45)$$

$$M = \sqrt[\beta]{\alpha} \Gamma\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \quad (4.46)$$

Se observă că pentru $\beta = 1$ repartiția Weibull este identică cu repartiția exponențială $\left(\frac{1}{\alpha} \text{ în loc de } \lambda\right)$.

Distribuția reală a momentelor defectării este caracterizată de o rată de defectare a cărei reprezentare grafică (în funcție de timp) seamănă cu profilul căzii de baie (figura 4.38).

Pe figură se observă trei perioade de timp :

I — perioada defectelor de tinerețe ; în această perioadă (de pînă la 1—3 săptămîni pentru dispozitivele de putere) se manifestă defectele datorate diferitelor erori de fabricație (greșeli de montaj, stabilizări incomplete, variabilitatea proceselor, variabilitatea materialelor etc.).

II — perioada de viață utilă, caracterizată de o rată de defectare constantă; aici apar defectele accidentale, inerente tehnologiei de fabricație date; ea se întinde pe o durată de zeci de mii ... sute de mii de ore, în funcție de tehnologie și solicitarea aplicată componentelor.

III — uzura este caracterizată de creșterea rapidă a ratei de defectare, ca urmare a acumulării de modificări minore pînă la limita acceptabilă pentru buna funcționare a dispozitivelor.

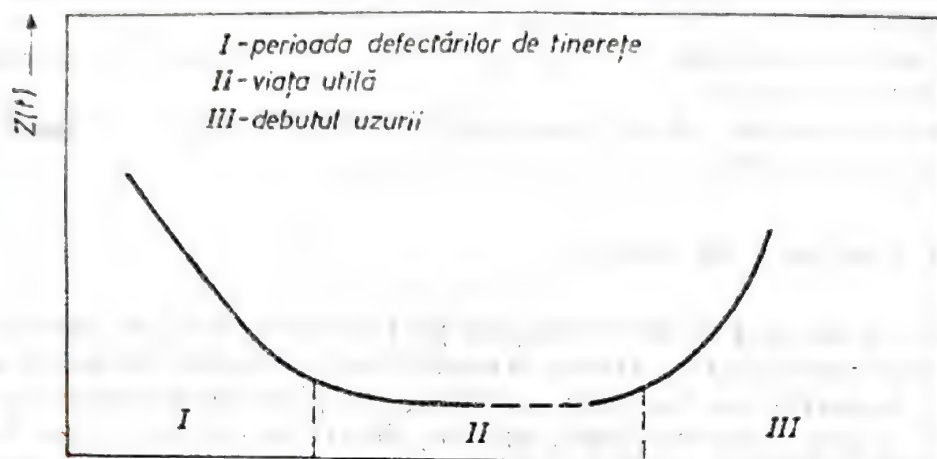


Fig. 4.38. Dependenta intensității de defectare în funcție de timp

Astfel, de exemplu, în cursul vieții utile un dispozitiv cu structura contactată cu aliaj moale este supus la o serie de cicluri de temperatură inerente funcționării. Microfisurile ce apar în cursul acestor variații de temperatură în aliaj nu afectează în mod normal funcția dispozitivului. În momentul în care fisurile se unesc și lipitura structurii se fracturează dispozitivul se întrerupe și funcția sa este definitiv compromisă. Similar se petrec lucrurile și în cazul în care curentul rezidual crește ușor în timp: la un moment dat valoarea curentului rezidual poate provoca ambalarea termică a dispozitivului încheiată cu scoaterea din funcție a acestuia.

4.4.2. Proiectarea și asigurarea fiabilității

Calitatea diodelor și tiristoarelor cu siliciu se realizează în toate fazele conceperii și existenței acestora, de la proiect pînă la utilizare. Asigurarea calității dispozitivelor, deci și a fiabilității lor se face începînd de la analiza proiectului, studiul și alegerea furnizorilor, continuă cu controlul de recepție al materialelor și părților componente, controlul proceselor, testarea și sortarea finală, încercările de verificare a calității (cu alegerea unor metode de verificare eficiente) și se termină cu recomandările de utilizare și utilizarea propriu-zisă.

Piese fabricate aparțin uneia din cele trei grupe definite în continuare:

- piese cu calitate ireproșabilă;*
- piese cu calitate slabă, potențial defectabile a căror apariție are caracter întâmplător;*
- piese cu calitate slabă, potențial defectabile datorate abaterilor de calitate ale materialelor, operațiilor sau proceselor.*

În general procentul de piese din categoria a doua este foarte redus și este inherent pentru tehnologia folosită. Extrem de supărătoare sînt defectele din categoria a treia care apar în procente semnificative, ca urmare a unor accidente tehnologice nerezolvate la timp.

Asigurarea calității acționează în special pentru minimizarea acestui procent de defecte (categoria c) prin mijloace diverse ca, de exemplu :

- controlul integral al materiilor și materialelor la recepție ;
- controale integrale în punctele critice din fluxul de fabricație : aspect dispozitive montate neîncapsulate, controale electrice finale etc.
- controale prin prelevare la procesele cu cadență mare și risc mare de dereglare ;
- controale prin prelevare în cazul în care verificarea este foarte importantă dar este și distructivă ;
- întocmirea de fișe de urmărire cu conservarea tuturor rezultatelor controalelor pe loturi ;
- întocmirea de fișe de post pentru aprecierea calității funcționării procesului postului respectiv.

4.4.3. Programe de selecție

Cerințele în ce privește funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească un dispozitiv sînt diverse. Astfel, în condițiile funcționării în mediu agresiv (pe nave, în mediu cu hidrogen sulfurat, sub capota automobilelor etc.) sau în zone climatice tropicale, umede, deșertice sau cu climat frigos este nevoie ca dispozitivele să reziste și să fie protejate la acțiunea factorilor respectivi. Rezultă că funcția de rezistență la factorii climatici trebuie amplificată.

Pentru aplicații speciale sau cu posibilitate de reparare redusă este nevoie ca dispozitivele să aibă *fiabilitate îmbunătățită*.

În aplicațiile industriale cu multe repere folosite și serie mare, flux îndelungat, termene critice și importanță economică sau socială mare este nevoie de dispozitive care să întrunească, pe lângă funcțiile nominale, următoarele cerințe :

- să nu se defecteze în timpul montajului industrial ;
- să se monteze cu ușurință (lipire, înșurubare etc.) ;
- să nu se defecteze la punerea sub sarcină sau la regimurile tranziatorii ;
- să prezinte o rată de defectare redusă, în primele sute de ore de funcționare ;
- cerințele de mai sus să fie asigurate pentru fiecare lot de livrare.

S-au enumerat în paragrafele anterioare elementele specifice cîtorva clase de aplicații. La aceste cerințe s-a răspuns prin elaborarea la *IPRS-BANEASA* a unor *Programe de selecție care au ca scop asigurarea funcțiilor specifice suplimentare plecînd de la produse realizate în tehnologia de bază*.

Programele de selecție și livrare se împart în două categorii :

1) Prima categorie se referă la marea majoritate a programelor existente : programul industrial, programul profesional, programul pentru aviație, programul naval, programul Drobeta etc.

În cadrul acestor programe de selecție, piesele sînt supuse 100% la un program de încercări climatice și funcționale, în fluxul tehnologic, dar controlul de recepție se face numai la parametrii electrici, aspect, marcă și dimensiuni.

2. A doua categorie se referă la noile produse industriale la care se încearcă să se răspundă la cerințele pentru componente utilizate în industrie descrise mai înainte. De asemenea, se mută accentul de interes de la modul

de elaborare a produselor la controlul asigurării funcțiilor suplimentare, la recepție, pe fiecare lot. În acest scop sînt introduse în standardele de ramură ale acestor componente reguli suplimentare de verificare pe fiecare lor livrat, cum ar fi :

- controlul robusteții terminalelor ;
- verificarea sudabilității ;
- controlul nedistructiv al lipiturilor interne ;
- controlul nedistructiv al sertizărilor și al comportării la suprasarcini ;
- verificarea ratei de defectare incipientă (168 ore) ;
- controlul grosimii straturilor metalice de acoperire. Această secvență de încercări de lot a fost stabilită avînd în vedere :
 - problemele apărute de-a lungul anilor în exploatarea dispozitivelor de putere ;
 - evidențierea funcțiilor dispozitivelor de maxim interes pentru beneficiarii de componente ; acest lucru s-a dovedit a fi destul de dificil ;
 - găsirea unor metode rapide și nedistructive (în marea lor majoritate) pentru verificarea unor operații sau procese tehnologice critice ;
 - acumularea unei experiențe bogate din activitatea legată de exportul de componente la firme străine (*AEG Telefunken, International Rectifier, Control Data, Tesla, Philips, Mayekawa etc.*)

Prin elaborarea standardelor de ramură de componente industriale se realizează un cadru clar de livrare a unor dispozitive cu calitate certificată, la fiecare livrare, prin încercările de recepție. Este cert că prin folosirea componentelor de uz industrial calitatea echipamentelor și a fabricației echipamentelor se va îmbunătăți substanțial.

4.5. Mecanisme de defectare

Procesele de defectare reprezintă ansambluri coerente de informații referitoare la întregul lanț de evenimente ce conduc la defectarea dispozitivelor de putere : cauze, modificări fizice, chimice, metalurgice sau mecanice și efectele lor.

Prin *mecanism de defectare* vom înțelege o denumire generică care reține în esență cauza principală și/sau un fragment mai important din procesul de defectare și/sau caracterizarea succintă a efectului major asupra performanțelor diodelor și tiristoarelor de putere. Acest lucru este ilustrat de următoarele exemple de titluri de mecanisme de defectare :

- Defectarea la radiații — indică numai cauza defectării ;
- Oboseala termică — indică un fragment din procesul de defectare ;
- Coroziunea capsulei — indică procesul, dar și rezultatul său.

Tratarea riguroasă a proceselor de defectare necesită un spațiu mult mai larg decît cel pe care și-l propune această carte. De aceea, sub titlul „Mecanisme de defectare” se abordează problema proceselor de defectare prezentate strict în esența lor, completîndu-se astfel imaginea sistemului de valori limită absolută cu evenimentele ce se produc la depășirea acestora. Dintre mecanismele de defectare sînt descrise cele care produc marea majoritate a defectelor din aplicațiile industriale — cum ar fi, de exemplu, degradarea pasivării — dar sînt prezentate concis și unele mecanisme mai

puțin comentate în literatura de specialitate, cum ar fi, de exemplu, degradarea la radiații.

Materialul prezentat în această secțiune interesează proiectanții de echipamente, pentru cunoașterea mai profundă a performanțelor și limitărilor diodelor și tiristoarelor de putere. De asemenea, materialul este de interes și pentru specialiștii din exploatarea echipamentelor, în sensul interpretării corecte a unor căderi de dispozitive și stabilirii unor măsuri corective eficiente. Se oferă în acest mod beneficiarilor diodelor și tiristoarelor de putere elementele strict necesare unui dialog competent cu oricare furnizor.

Mecanismele de defectare comune diodelor și tiristoarelor sînt tratate ca atare în primele paragrafe, iar în continuare sînt abordate mecanismele de defectare specifice.

4.5.1. Defectarea la suprasarcini de curent în conducție în direct

Diodele și tiristoarele de putere pot fi degradate sau distruse de suprasarcinile de curent în conducție în direct. Caracterul și amploarea degradării depind de valoarea și durata impulsurilor de curent aplicate.

Depășirea I_{FSM} , I_{TSM} . Injectarea în dispozitiv a unui curent de conducție în direct, cu valoarea mai mare decît I_{FSM} , respectiv I_{TSM} , pe o durată de una sau mai multe perioade (50 Hz), cu sau fără aplicarea ulterioară a tensiunii de blocare V_{RRM} , generează următoarele evenimente :

- temperatura medie în structura din siliciu atinge valori de 250 ... 600°C ; temperatura locală în punctele fierbinți poate atinge valori de 1500°C, ceea ce determină topirea siliciului ;

- la dispozitivele de mică și medie putere, aliajele moi folosite la lipirea structurilor pe ambază (PbSn, PbAgIn) se topesc ; se produce împrăștierea aliajului topit din zona lipiturii pe pereții interiori ai capsulei ; la capsulele fără cavități aliajul este ejectat în exterior ;

- la diodele și tiristoarele de mare putere, realizate prin suduri tari ale structurilor din siliciu pe repartitori din molibden apare supraîncălzirea și aglomerarea curentului, ceea ce determină o reacție în lanț pozitivă încheiată cu topirea locală a siliciului ;

- temperatura și gradientul mare de temperatură provoacă fisurarea structurii și degradarea sistemului de pasivare ;

- în unele cazuri mai rare poate apare chiar pulverizarea conexiunii interne, ca efect al unei suprasarcini deosebit de intense.

Ca urmare a efectelor descrise mai sus, funcția de blocare a diodelor și tiristoarelor de putere poate fi anulată sau alterată definitiv. Efectele aplicării acestui tip de suprasarcină sînt cumulative. Chiar dacă dispozitivul „scapă” la prima aplicare a suprasarcinii, rezistența lui la diverse solicitări (oboseală termică, cicluri de temperatură, temperaturi externe, anduranță, suprasarcini de putere) este în continuare mult micșorată.

Depășirea $I_{F(OV)M}$, $I_{T(OV)M}$. Dacă impulsurile de curent de conducție în direct nu sînt urmate de reaplicarea tensiunii de blocare V_{RRM} , se produce o degradare treptată cauzată de următoarele evenimente :

- temperatura medie dezvoltată în structura din siliciu este de 220 ... 400°C ;

— nu apare topirea aliajului de lipire a structurii pe ambază, dar pot apărea microfisuri în aliaj;

— materialele de pasivare se pot deteriora, înrăutățind performanțele de blocare;

Efectele aplicării repetate a impulsurilor de curent de conducție în direct cu valoarea mai mare decât $I_{F(OV)M}$ sînt cumulative și provoacă deteriorarea progresivă a performanțelor dispozitivelor.

Trebuie subliniat faptul că în urma aplicării acestei suprasarcini dispozitivul își pierde temporar atât capacitatea de blocare în tensiune (diodă, tiristor) cît și capacitatea de a răspunde la comanda pe poartă (tiristor), pînă la scăderea temperaturii elementului semiconductor sub aproximativ 220°C la diode și aproximativ 150°C la tiristoare.

Dacă suprasarcina de curent este urmată de aplicarea tensiunii de blocare V_{RRM} , procesul de degradare treptată este înlocuit de degradarea bruscă și totală a dispozitivelor, ca urmare a preluării unei energii suplimentare în timpul aplicării tensiunii inverse.

Depășirea $I_{F(OV)}$, $I_{T(OV)}$. Diodele și tiristoarele de putere trebuie să suporte aplicarea unor suprasarcini de curent de conducție în direct mai mari decît $I_{F(OV)}$, $I_{T(OV)}$, dar mai mici decît $I_{F(OV)M}$, $I_{T(OV)M}$, chiar în condițiile aplicării unor tensiuni inverse de pînă la 0,8 V_{RRM} . Acest lucru este valabil dacă se respectă indicațiile date în foaia de catalog în ceea ce privește valoarea, durata trenului de impulsuri și condițiile de evacuare a căldurii.

4.5.2. Defectarea la suprasarcini de tensiune și suprasarcini de putere în străpungere

Defectarea în exploatare a multor diode și tiristoare de putere este datorată aplicării la borne a unor tensiuni cu valoarea mai mare decît cea admisă. Defectarea se poate produce în două moduri:

- prin străpungerea izolatoarelor sau conturnare;
- prin defectarea structurii din siliciu la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere.

Străpungerea izolatoarelor sau conturnarea. Străpungerea izolatoarelor poate apărea la punțile monofazate cu capsulă metalică izolată de puntea propriu-zisă, la module compacte și la diverse module de putere unde partea de forță este izolată de sistemul de comandă sau susținere. Fenomenul de străpungere este favorizat de prezența umezelii. În general, străpungerea izolatoarelor creează o cale de curent parazită, de mică rezistență.

Un caz aparte îl constituie străpungerea izolatoarelor din sticlă existenți la capsulele de tipul DO13, DO4, DO5, RSA, KS-S. Astfel, după 2000... 3000 ore de funcționare în condiții grele (umiditate, praf), pe sticla de izolare se formează canale conductoare (vezi figura 4.39) care micșorează distanța de conturnare.

Apar astfel străpungeri violente, cu dislocare de material, ce compromit definitiv funcționarea dispozitivului. De multe ori fenomenul este anunțat de descărcări fine pe suprafața sticlei, intermitente (observabile la întu-nerie).

Defectarea structurii din siliciu la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere. Dacă o joncțiune pn este adusă în regim de străpungere cu o energie suficient de mare, ea se defectează ireversibil și total (vezi figura 4.40).

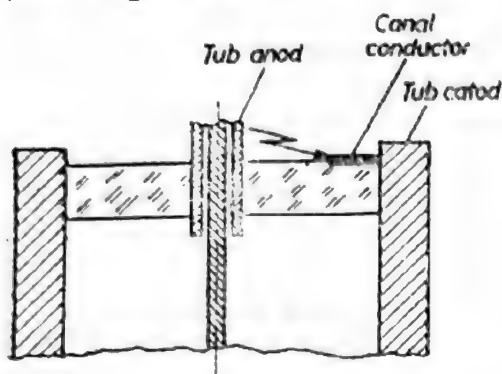


Fig. 4.39. Defectarea prin conturare datorată unor canale conductoare parazite, la capsula DO-13.

Modelul defectării [5] ține seama de următoarele fapte :

- peste o anumită densitate de curent J_D , caracteristica $I_R - V_R$ a unei diode polarizate în străpungere prezintă o zonă cu rezistență dinamică negativă;
- există neuniformități inerente ale rezistivității siliciului, în planul structurii;

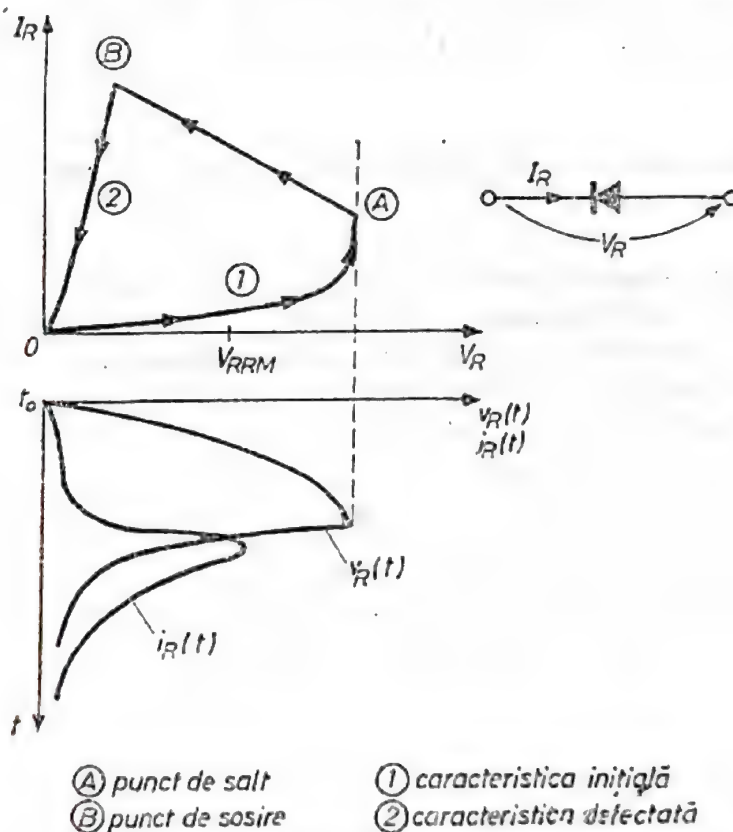


Fig. 4.40. Defectarea caracteristicii unei joncțiuni pn la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere.

În aceste condiții secvențele corespunzătoare defectării unei structuri din siliciu la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere sînt următoarele :

- la bornele diodei apare un puls de tensiune mai mare decît V_{RSM} care duce la străpungerea electrică a joncțiunii pn ;

— pe o zonă de arie mică cu rezistivitatea cea mai mică, densitatea de curent depășește limita J_D ; caracteristica I_R-V_R a diodei asociate acestei mici zone intră în regiunea cu rezistență dinamică negativă; drept consecință curentul se va aglomera către această zonă;

— localizarea curentului pe o arie foarte mică provoacă încălzirea puternică a acestei zone; după un timp scurt, de câteva zeci de microsecunde se produce topirea locală a siliciului, însoțită de căderea tensiunii de străpungere aproape la zero;

— zona de topire se poate extinde, însoțită de înrăutățirea condițiilor de contactare și răcire până în momentul în care se realizează echilibrul între puterea absorbită și cea evacuată de diodă sau până când cauza externă a fenomenelor dispare.

4.5.3. Defectarea la temperaturi excesive. Ambalarea termică

Defectarea la temperaturi excesive. Temperatura constituie factorul esențial pentru majoritatea proceselor de degradare, la toate elementele dispozitivelor de putere: structura din siliciu, elemente de contactare, capsulă.

Structura din siliciu se poate fisura dacă este supusă la temperaturi de peste 175°C sau sub -55°C . Metalizarea structurii din siliciu își modifică proprietățile de conducție și aderență ca urmare a accelerării reacțiilor chimice la temperaturi înalte. În interfața metalizare-siliciu pot apare fisuri cu tendință de propagare în volumul structurii din siliciu. Materialele organice de pasivare se depolimerizează la temperaturi de peste 175°C după câteva sute ... mii de ore.

Sistemul de contactare prin lipire cu aliaj moale (PbSn, PbAgIn) realizează adaptarea dilatărilor diferite ale structurii din siliciu și ambazei din cupru. Cu cât excursia de temperatură pe care o suportă lipitura este mai mare, cu atât va fi mai mare deformarea plastică a aliajului. Energia transferată aliajului prin intermediul deformărilor plastice generează fisuri în masa aliajului. Acestea înrăutățesc atât rezistența termică cât și rezistența electrică introduse de aliaj.

La dispozitivele cu contacte presate dilatățile diferite ale elementelor în contact conduc la alunecări relative ale suprafețelor. Efectul frecărilor ce apar în acest mod este minimizat prin alegerea judicioasă a perechilor de materiale în contact. Se obține astfel o comportare superioară a acestui tip de contactare față de contactarea prin lipire, la solicitările introduse de temperaturile extreme.

Capsulele metal-ceramică sau metal-sticlă se pot fisura la nivelul sudurilor între perechile de materiale, unde se concentrează maximul efortului de natură termică. Rigiditatea dielectrică a izolatoarelor din ceramică sau sticlă scade la temperaturi înalte. Rezistența de izolație a acestor capsule poate scădea la temperaturi negative, din cauza condensării umezelii reziduale pe pereții interiori ai capsulei.

Capsulele din rășini epoxidice sau siliconice, se fisurează și își pierd proprietățile de protecție la acțiunea factorilor de mediu (etanșeitatea); aceasta se poate întâmpla când temperatura ambiantă depășește 150°C sau scade sub -40°C .

Acoperirile metalice de protecție se oxidează sau își pierd aderența la temperaturi de peste aproximativ 175°C . Chiar la temperaturi relativ joase, de ordinul a $125 \dots 150^\circ\text{C}$, staniul sau argintul depus electrochimic

pe terminalele din cupru se dizolvă în cupru (după câteva sute ... mii de ore), ceea ce compromite sudabilitatea acestor terminale.

Printre cauzele frecvente generatoare de temperaturi excesive menționăm :

- supraîncălcarea în putere a dispozitivelor ;
- evacuarea necorespunzătoare a căldurii disipate de dispozitive ;
- omiterea din bilanțul puterii disipate de dispozitive a puterilor disipate la comutație, în blocare sau la comanda pe poartă la tiristoare ;
- temperatura ambiantă excesivă ;
- suprasarcini de curent, tensiune, putere ;
- aprecierea eronată a momentului realizării echilibrului termic și extrapolarea situației observate pentru regimul permanent. Astfel, de exemplu, măsurarea temperaturii radiatorului KX 180—1 după un minut de la punerea în funcțiune dă o supratemperatură de aproximativ 6 ori mai mică decât cea care ar fi măsurată la stabilirea regimului de echilibru termic staționar real.

Ambalarea termică

Funcționarea diodelor și tiristoarelor de putere la o temperatură cuprinsă în intervalul permis specificat este absolut obligatorie, din motivele expuse în paragraful precedent. Această temperatură rezultă din echilibrul între puterea disipată, P_D și puterea evacuată P_E , ilustrat de relațiile (4.47), (4.48), (4.49) :

$$P_D = P_{FAV} + P_{RAV} + P_{RQAV} \quad (4.47)$$

$$P_E = \frac{T_j - T_{REF}}{R_{thj-REF}} \quad (4.48)$$

$$P_D = P_E \quad (4.49)$$

În relațiile (4.47), (4.48), (4.49), P_{FAV} este puterea medie disipată în conducție, P_{RAV} este puterea medie disipată în blocare, iar P_{RQAV} — puterea medie pierdută la comutația în invers.

Termenul cu sensibilitatea cea mai pronunțată la temperatură este P_{RAV} — vezi relația (4.50) :

$$P_{RAV} = P_{RO} \exp \left[A \left(\frac{1}{T_{REF}} - \frac{1}{T_j} \right) \right], \quad T \text{ în } ^\circ K \quad (4.50)$$

unde P_{RO} este puterea disipată în blocare, dacă $T_j = T_{REF}$, iar A exprimă legea de variație a puterii disipate în blocare (mai precis, a curentului rezidual în blocare). Pentru joncțiuni mesa din siliciu, valoarea lui A este aproximativ $-8300^\circ K$!

Dacă se neglijează P_{RQAV} relațiile (4.47, 4.48, 4.49), capătă forma

$$P_{FAV} + P_{RO} \exp \left[A \left(\frac{1}{T_{REF}} - \frac{1}{T_j} \right) \right] = \frac{T_j - T_{REF}}{R_{thj-REF}} \quad (4.51)$$

unde T_{REF} reprezintă temperatura punctului de referință, considerată dată; ea poate fi a mediului, T_a , a punctului de lipire al terminalelor suple, T_i sau a radiatorului, T_k .

Din analiza expresiei (4.51) se constată posibilitatea existenței unui proces termic regenerativ, cunoscut sub denumirea de ambalare termică. Astfel dacă $R_{thj-ref}$ este constantă, o creștere mică a lui T_j determină creșterea exponențială a puterii disipate; aceasta conduce, la rândul său la o nouă creștere de temperatură a joncțiunii etc. Acest proces în avalanșă care poate duce la depășirea valorii maxime a temperaturii joncțiunii poate fi evitat dacă se impun două condiții. Prima condiție este ca pentru ecuația (4.51) să existe o soluție în T_j și această soluție să aparțină domeniului de valori permise pentru T_j , iar a doua condiție este ca

$$\frac{dP_D}{dT_j} < \frac{dP_R}{dT_j} \quad (4.52)$$

Această relație exprimă următoarea condiție fizică: creșterea de putere disipată, datorată unei creșteri mici a lui T_j , să fie mai mică decât creșterea de putere evacuată, datorată aceleiași creșteri mici a lui T_j .

Dacă exprimăm pe P_{RO} în funcție de V_{RAV} și I_{RM} și considerăm că P_{FAV} nu variază cu T_j , obținem din relația (4.52)

$$V_{RAV} I_{RM} < \frac{T_j^2}{R_{thj-ref} A}, \quad T_j \text{ în } ^\circ K \quad (4.53)$$

Din relația (4.53) se poate observa că rezistența termică joacă un rol important în asigurarea stabilității termice a dispozitivelor de putere. În aceeași relație, $V_{RAV} I_{RM}$ reprezintă puterea medie datorată pierderilor în blocare; exprimarea puterii medii în blocare în această formă este bazată pe aproximarea conservativă dată de relația (4.54)

$$P_{RAV} = \frac{1}{T} \int_0^T v_R(t) i_R(t) dt \lesssim \frac{1}{T} I_{RM} \int_0^T v_R(t) dt = I_{RM} V_{R(AV)} \quad (4.54)$$

Exemple

a) Fie o diodă RA220 care funcționează în regim de redresare la rețea. Dioda este montată pe o baretă metalică ce asigură $R_{thj-a} = 20^\circ C/W$. Tensiunea inversă de vîrf este $V_{RM} = 200$ V. Din rezolvarea ecuației (4.51) a rezultat $T_j = 150^\circ C$. În aceste condiții $I_{RM}(150^\circ C) \leq 3$ mA. Condiția de stabilitate implică realizarea inegalității

$$\frac{200}{\pi} \times 3 \times 10^{-3} < \frac{(150 + 273)^2}{20 \times 8300}$$

sau

$$0,191 < 1,078$$

deci funcționarea, cu toate că are loc la limita domeniului de temperatură ($150^\circ C$), este stabilă și ambalarea termică nu se poate produce.

b) Fie o diodă D10N16 ce funcționează la $T_j = 125^\circ\text{C}$ și $V_{RM} = 1400\text{ V}$; curentul invers. de vîrf este $I_{RM}(125^\circ) = 1\text{ mA}$; dioda nu este montată pe radiator ci funcționează conectată cu două fire, răcirea făcîndu-se prin convecție; în acest caz R_{thj-a} este de aproximativ 50°C/W . Condiția de stabilitate termică nu se verifică. Într-adevăr

$$\frac{1400}{\pi} \times 1 \times 10^{-3} > \frac{(125 + 273)^2}{50 \times 8300}$$

sau

$$0,446 > 0,382$$

Rezultă că dioda nu funcționează stabil și se ambalează termic.

4.5.4. Oboseala termică. Degradarea contactelor

Oboseala termică

Structurile din siliciu sînt contactate electric și termic la ambaze prin lipire cu aliaje pe bază de Pb și Sn sau prin presare. În timpul funcționării temperatura structurii și a celorlalte elemente cu care vine în contact poate varia în gama temperaturilor permise (în general $-40 \dots +150^\circ\text{C}$). Din cauza valorilor diferite ale coeficienților de dilatare termică, între diversele elemente îmbinate apar eforturi mecanice de origine termică. Efectul acestor eforturi asupra lipiturii dintre structura din siliciu și elementele adiacente este cunoscut sub numele de *oboseală termică* [1].

Dacă efortul la care este supus aliajul de lipire depășește limita sa de elasticitate apar deformările plastice. Deformările plastice sînt însoțite de apariția fisurilor în aliaj care determină în cele din urmă creșterea rezistenței termice și electrice a acestuia. Procesul de degradare este cumulativ și regenerativ (creșterea rezistenței termice și electrice a lipiturii conduce la creșterea temperaturii structurii și, în consecință mărește efortul de origine termică). Procesul de degradare este mai accentuat la periferia sudurii cu aliaj, deoarece aici eforturile au valori maxime. Degradarea lipiturii structurii la ambază se manifestă prin creșterea ușoară a tensiunii de conducție, V_F (cu $10 \dots 100\text{ mV}$ după $3000 \dots 6000$ cicluri cu $\Delta T_j = 100^\circ\text{C}$) și prin creșterea marcată a rezistenței termice joncțiune-capsulă, R_{thj-c} (crește cu $50 \dots 100\%$ față de valoarea inițială, după $3000 \dots 6000$ cicluri cu $\Delta T_j = 100^\circ\text{C}$).

Încercările sistematice avînd ca obiect verificarea rezistenței lipiturilor cu aliaj moale la solicitarea de oboseală termică arată că, între numărul de cicluri N , excursia de temperatură ΔT a ciclurilor și diametrul D al structurilor (al ariei lipiturii) există relația [3]

$$ND^2(\Delta T)^2 = C \quad (4.55)$$

unde C este o constantă.

Valoarea constantei C din relația de mai sus este determinată de perechea de materiale aliaj/metalizarea pastilei de siliciu și de caracteristicile geometrice ale lipiturii (grosime, formă) precum și de structura sa (pori, conținut de impurități etc.).

Dispozitivele semiconductoare de putere realizate la IPRS-BĂNEA-SA în tehnologia cu sudură cu aliaj moale rezistă la $5000 \dots 10000$ cicluri

de temperatură cu $\Delta T_j = 100^\circ\text{C}$; această performanță a fost obținută prin optimizarea soluției constructive a dispozitivelor.

Tehnologia de realizare a contactelor prin presare, utilizată pentru dispozitive de mare putere elimină problemele specifice introduse de fenomenul de oboseală termică. În această situație dispozitivele nu prezintă deteriorări sensibile nici după 100 000 cicluri cu $\Delta T_j = 100^\circ\text{C}$.

Degradarea contactelor

Legătura electrică între structura din siliciu și bornele exterioare ale dispozitivului se face prin intermediul unor elemente auxiliare, cum ar fi :

- conexiune internă din cupru, lipită pe structură și sertizată la borna externă ;

- fir din aluminiu sudat la structură și la borna externă ;

- cosă, lipită la structură ;

- tresă, sertizată la borna externă, cu cap presat pe structură ;

- piesă de cupru presată pe structură.

În anumite situații rezistența electrică a traseului realizat de aceste elemente auxiliare crește sau se transformă în circuit deschis, cu consecințe ușor de apreciat. Manifestarea externă a acestui fenomen o constituie *creșterea tensiunii de conducție în direct și/sau apariția instabilității caracteristicii de conducție în direct*.

Cauzele apariției acestui tip de defecte se datorează :

- producătorului de dispozitive și sînt generate de reglaje incorecte ale proceselor sau greșeli de operator ; ele sînt eliminate prin controlul proceselor și controlul interfazic al componentelor precum și la sortarea finală executată pe fiecare componentă ;

- beneficiarului, în urma folosirii incorecte a dispozitivului : solici-tări mecanice nepermise, încălziri peste limitele stipulate, depășirea valorilor curenților I_{FRMSM} , $I_{F(OV)M}$, sau I_{FSM} , respectiv I_{TRMSM} , $I_{T(OV)M}$, I_{TSM} .

Frecvența acestui defect în exploatare este destul de redusă, însă depistarea sa este dificilă, în condițiile în care nu poate fi vizualizată caracteristica de conducție a dispozitivului bănuît a fi defect.

4.5.5. Degradarea pasivării

Degradarea pasivării constituie una din cele mai frecvente cauze de defectare ale dispozitivelor semiconductoare de putere. Ea se manifestă prin creșterea curențului rezidual al structurii.

Mecanismele de defectare a pasivării sînt specifice pentru fiecare tehnologie de pasivare : prin acoperire cu *materiale organice* (polimeri siliconici sau silastene) sau prin acoperire cu *materiale anorganice* (bioxid de siliciu și/sau sticlă de pasivare).

Degradarea pasivării organice

Pasivarea cu materiale organice constă în depunerea unui strat de silastenă peste suprafața laterală corodată chimic a pastilei din siliciu. În realitate siliciul se acoperă practic instantaneu cu o peliculă de oxid „nativ” (imediat după corodare), crescut la temperatura camerei, așa încît pasivarea este realizată de cele două straturi succesive : de oxid și de silastenă. Se reține faptul că oxidul nativ este neuniform atît ca grosime

(8...30 Å), cît și compoziție (procent de oxigen legat chimic, conținut de hidrogen în legături SiOH etc.).

Pierderea proprietăților de pasivare ale acestui sistem oxid nativ-siliciu conduce la apariția unor caracteristici de blocare defecte, de tipul celor din figura 4.41

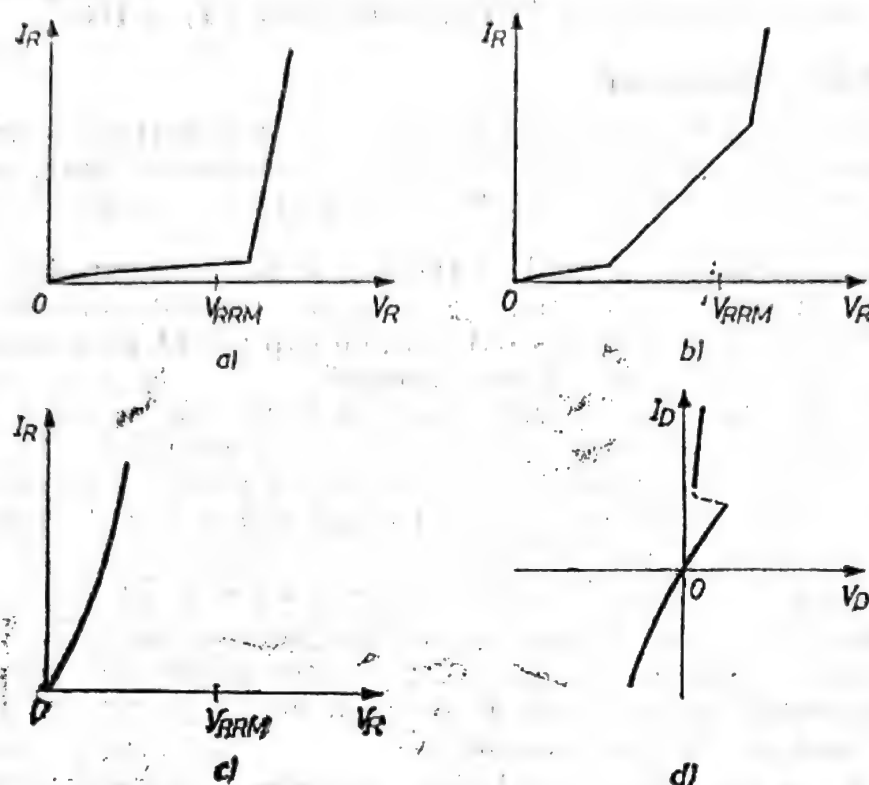


Fig. 4.41. Caracteristici de blocare: (a) — caracteristică bună; (b) defectare locală — alterare parțială a caracteristicii $I_R - V_R$; (c) defectare generalizată — defectare catastrofală a caracteristicii $I_R - V_R$; (d) defectarea generalizată la tiristoare.

Unul din mecanismele de defectare ale sistemului de pasivare cu oxid și silaștenă este *captarea de electroni sau goluri* în capcanele aflate la interfața oxid nativ-siliciu. În acest fel se realizează un strat de sarcină negativă sau pozitivă, care intensifică câmpul electric la suprafața siliciului. În aceste zone se produce străpungerea electrică nedorită, la o tensiune inversă mult mai mică decât tensiunea pe care o poate bloca volumul semiconductorului. Defectarea în exploatare a dispozitivelor, datorată mecanismului descris prezintă următoarele caracteristici:

- este slab influențată de tensiunea inversă aplicată în timpul funcționării;
- depinde puțin de temperatura de funcționare;
- este, parțial, reversibilă;
- este proporțională cu aria laterală a pastilei de siliciu și cu tensiunea de clasificare, V_{RRM} ;
- este puternic influențată de numărul de capcane existente la interfața oxid nativ-siliciu; acest număr depinde de condițiile concrete de realizare tehnologică a pasivării.

Un alt mecanism de defectare îl constituie *descompunerea polimerului organic*, după un timp îndelungat de funcționare la temperaturi excesiv

de mari. În aceste condiții caracteristica de blocare a dispozitivului devine instabilă și tensiunea pe care o poate bloca dispozitivul scade puternic.

Degradarea pasivării anorganice

Pasivarea anorganică constă în depunerea unei sticle speciale de pasivare (eventual peste un strat de bioxid de siliciu crescut pe suprafața siliciului), în zonele laterale ale pastilei din siliciu. Acest mod de pasivare oferă în principiu o serie de avantaje, cum ar fi :

- etanșează perfect suprafața pasivată ;
- prezintă robustețe mecanică deosebită ;
- rezistă foarte bine la temperaturi înalte scăzute.
- este inertă chimic ;
- numărul stărilor de interfață (capcane de purtători de sarcină) este redus.

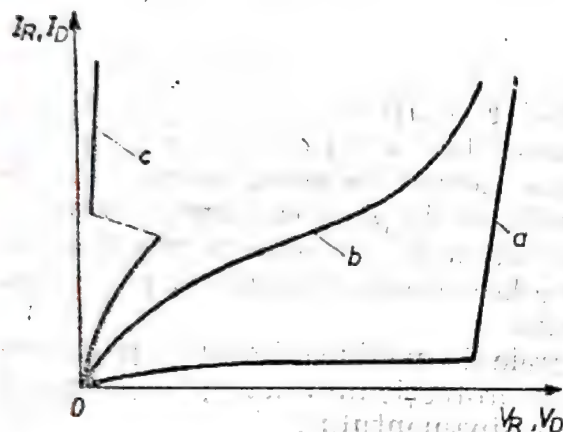


Fig. 4.42. Caracteristici de blocare la dispozitive pasivate anorganic ; (a) caracteristică bună ; (b) caracteristică defectă — diode ; (c) caracteristică defectă — tiristoare.

Cu toate aceste avantaje există situații în care pasivarea cedează și dispozitivele își pierd capacitatea de blocare. Astfel, mecanismul de defectare cel mai important este *migrarea sarcinilor ionice în sticlă și/sau în oxid*.

Migrarea ionilor de plumb sau sodiu conduce la apariția unor caracteristici de blocare defecte, de tipul celor din figura 4.42

Mecanismul de defectare constă în migrarea sarcinilor și acumularea lor în vecinătatea suprafeței siliciului. Acest lucru conduce la intensificarea cîmpului electric local în semiconductor la apariția unor curenți reziduali „de canal” și la scăderea tensiunii de străpungere.

Probabilitatea de apariție a unui asemenea defect și amploarea degradării caracteristicii de blocare depind de următorii factori :

- tipul sticlei de pasivare folosite ; există sticle de pasivare (de exemplu sticla de zinc), care asigură o migrare ionică extrem de redusă pînă la temperaturi înalte (175°C) ;
- temperatura de solicitare ; mobilitatea speciei ionice variază exponențial cu inversul temperaturii (legea Arrhenius) ;
- tensiunea electrică aplicată dispozitivului ; aceasta determină, prin cîmpul electric rezultat, ionizarea speciei mobile și acumularea ei în vecinătatea suprafeței siliciului ; în lipsa tensiunii aplicate mecanismul de defectare descris nu acționează ;
- încălzirea componentelor la temperaturi de ordinul 100...150°C, fără aplicarea tensiunii conduce la relaxarea sarcinilor acumulate, deci la revenirea, în bună măsură a caracteristicii de blocare.

4.5.6. Pătrunderea apei

Pătrunderea apei pînă la joncțiunea din siliciu provoacă creșterea masivă și instabilitatea curenților reziduali al dispozitivului. Defectarea

poate fi *parțială* (instabilitatea caracteristicii, curent rezidual crescut) sau *catastrofală* (scurt circuit). La încălzirea dispozitivului defectul dispare uneori, ca urmare a evaporării apei.

Dispozitivele semiconductoare sînt protejate la pătrunderea umidității prin etanșarea capsulei. Aplicarea în utilizare a unor solicitări mecanice sau termice mai mari decît cele admise poate conduce la pierderea etanșeității capsulelor.

Zonele cele mai vulnerabile la pătrunderea apei sînt îmbinările și trecerile izolate: sudurile capsulei, sudurile metal-sticlă și metal-ceramică, trecerile metal-plastic, metal-sticlă și metal-ceramică. Sînt de asemenea vulnerabile capsulele realizate prin umplere cu rășini organice.

4.5.7. Coroziunea capsulelor

Acoperirile de protecție ale capsulelor componentelor sînt destinate utilizării dispozitivelor în medii cu agresivitate redusă. În cazul în care mediul este deosebit de agresiv și conține clorură de sodiu, de potasiu, de calciu sau de magneziu sau hidrogen sulfurat și apă, poate apare corozivitatea unora din metalele de acoperire sau chiar a metalului de bază al capsulei. Zonele de atac chimic sînt localizate la sudurile capsulei și pe suprafețele cu microfisuri sau pori neacoperiți.

În cazul unor aplicații în condiții grele de mediu se impune utilizarea unor componente cu acoperire chimică de protecție îmbunătățită și luarea unor măsuri de protecție la construirea echipamentului.

4.5.8 Degradarea elementelor constitutive

În acest paragraf vor fi descrise cîteva tipuri de defecte produse de degradarea elementelor constitutive ale dispozitivelor semiconductoare de putere. Aceste defecte apar în mod neașteptat și sînt în general catastrofale.

Fisurarea sticlei de izolare a capsulelor apare în cazul în care detenționarea ce urmează sudurii sticlei nu este completă. În acest caz descărcarea tensiunii interne se produce aleator avînd drept consecință fisurarea izolatorului din sticlă. Aceasta provoacă în general dezetanjarea capsulei și căderea performanțelor de blocare ale dispozitivelor. Frecvența de apariție a acestui defect este redusă.

Fisurarea materialelor plastice folosite la umplerea capsulelor poate apare atunci cînd coeficienții de dilatare ai materialelor în contact nu sînt împerecheați, iar forma constructivă nu permite acestor materiale să se dilate liber.

Defectul se manifestă numai în condițiile unei atmosfere umede și la temperaturi excesive prin degradarea caracteristicii de blocare a dispozitivului.

Fisurarea și clivarea structurii din siliciu se produce în următoarele situații:

— planul de tăiere al structurii din siliciu diferă mult de planul cristalografic dorit;

- siliciul conține defecte majore de creștere;
- structura din siliciu provine dintr-o plachetă puternic tensionată;

Defectarea este în general antrenată termic sau mecanic.

Defectele de acest tip sînt relativ puține, însă produc scoaterea din funcție a dispozitivelor. Se observă două tipuri de manifestare a defectelor:

- dispozitivul este scurt circuit;
- dispozitivul prezintă o caracteristică de blocare cu două ramuri, ca în figura 4.43

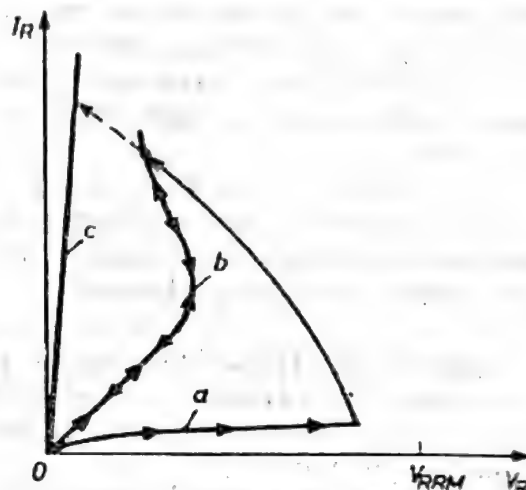


Fig. 4.43. Caracteristica de blocare a unei pastile din siliciu fisurată: *a*, *b* — cele două ramuri ale caracteristicii de blocare; ramura *b* este stabilă dacă puterea în invers nu crește excesiv; *c* — caracteristica de scurt-circuit, consecință a încălzirii excesive și topirii locale a siliciului.

Comportarea aceasta este rezultatul acțiunii capcanelor de purtători de sarcină ce apar în fisura proaspăt creată. Subliniem faptul că încărcarea în putere în invers a unui asemenea dispozitiv produce, în cele din urmă, topirea localizată a siliciului, la nivelul fisurii și transformarea în scurt circuit a dispozitivului.

4.5.9. Defectarea la solicitări mecanice

Solicitările mecanice cu care sînt confruntate dispozitivele semiconductoare din siliciu sînt de două tipuri: solicitări statice și solicitări dinamice.

Se constată că solicitările mecanice dinamice (vibrații, zdruncinături, șocuri) practic nu produc defectarea dispozitivelor de putere, dacă sînt în limitele prescrise.

Solicitările statice, care includ și solicitările suportate de piese la manipulare și montare produc, uneori, un procent supărător de defecte. Deoarece solicitările statice sînt foarte diverse (tracțiune, cuplu la șurub, torsiune, răsucire, pliere, apăsare etc.), iar numărul de capsule folosite pentru diode și tiristoare de putere la *IPRS-BĂNEASA* este mare (24 de tipuri de capsule), vor fi discutate numai tipurile de defecte mai semnificative. De asemenea, capsulele vor fi grupate după asemănarea constructivă.

Capsule de plastic F126 și capsule metal-sticlă D013. Aceste capsule sînt prevăzute cu terminale suple. Defectarea apare la executarea unor torsiuni nepermise ale terminalelor (peste 180° la 10 mm de capsulă)

sau la plierea terminalelor direct din sudură (DO13) sau din încastrare (F126). Defectarea constă în ruperea terminalelor din zonele menționate.

Capsulele cu șurub tip DO-4, DO-5, TO-48, KS, B-22, B-27, B-42. Defectarea poate apare în următoarele situații :

- se aplică o forță de tracțiune extrem de mare asupra conexiunii sau tresei, pe o direcție diferită de axa longitudinală a dispozitivului ; în acest caz poate apare smulgerea conexiunii sau spargerea izolatorului din sticlă sau din ceramică ;

- capsula este strinsă cu un cuplu excesiv sau/și pe o suprafață neplană sau/și în condițiile în care filetul este uns cu vaselină ; în acest caz este foarte posibil să se spargă structura din siliciu ;

- șanfrenul este prea mare sau/și gaura filetată nu este perpendiculară pe suprafața de așezare ; în acest caz este posibil să se spargă structura din siliciu ;

- se aplică un cuplu nepermis la conexiunea încastrată în sticlă sau ceramică ; în acest caz sudura conexiune-sticlă sau conexiune-ceramică poate ceda și dispozitivul își pierde etanșeitatea, iar rezistența mecanică a conexiunii scade considerabil.

Capsule tip RSA. Defectarea poate apare în următoarele situații :

- presarea capsulei se face într-o gaură cu diametrul prea mic și cu o forță excesiv de mare ; capsula se poate deforma și structura din siliciu se poate sparge ;

- asupra conexiunii se exercită o forță de tracțiune sau un cuplu nepermise ce produc ruperea sudurii între conexiune și sticla de izolare ; dispozitivul se dezetanșează, iar rezistența mecanică a conexiunii scade considerabil.

Capsule RAG. Se defectează foarte greu dacă se aplică solicitări statice normale, dar se pot defecta dacă sint supuse la forțe sau loviri ce tind să foarfece capsula sau dacă sint strinse între suprafețe neplane.

Capsule F22. Defectarea acestei capsule se poate produce în următoarele cazuri :

- strângere pe suprafețe de răcire neplane ; aceasta poate duce la spargerea structurii din siliciu ;

- îndoirea din încastrare, tracțiune sau cuplu excesive la conexiune ; acestea produc ruperea sudurii sticlă-conexiune, cu consecințe asupra etanșeității și robusteții terminalului respectiv.

Capsule TO-220 și SOT-32. Se defectează la aplicarea următoarelor solicitări mecanice :

- tracțiune excesivă la terminale ;
- îndoirea terminalelor din încastrare sau îndoirea terminalelor pe latura mică (nepermis) ;

- răsucirea terminalelor ;
- strângerea capsulei pe suprafețe neplane ; aceasta poate duce la spargerea structurii din siliciu.

Capsule E-50. Dacă asupra terminalelor auxiliare se exercită eforturi nepermise de mari poate surveni ruperea acestora.

Capsule T—20, T—30, T—50. La aceste capsule întâlnim două tipuri de defecte :

- spargerea pastilei de siliciu produsă de stringerea excesivă între suprafețe neplane ;
- ruperea bornelor pentru terminalul de poartă și pentru catodul auxiliar, provocată de aplicarea unor eforturi excesive (tracțiune, îndoire, loviri).

Ambele tipuri de defecte sînt însă extrem de rar întîlnite.

Capsule 1PM, BC. Defectarea prin ruperea terminalelor poate surveni ca urmare a aplicării unei tracțiuni excesive sau a îndoirii din încastrare a terminalelor.

Capsule 3PM, 4PT2. Îndoirea din încastrare sau îndoirea după latura mică pot produce, la fel ca și tracțiunea excesivă, ruperea conexiunilor.

Capsule de module. La punțile redresoare auto (40PT2, 45PT2, 60PT2) și la module (diodă-diodă, tiristor-tiristor sau tiristor-diodă) defectarea mecanică poate apare atît la aplicarea unei solicitări direct asupra dispozitivelor semiconductoare componente sau asupra îmbinările practicate pentru construcția lor sau pentru montarea lor.

Astfel, montarea punților 40PT2 sau 60PT2 pe suprafețe de așezare neplane provoacă un puternic efort de forfecare transmis la diodele RAG prin intermediul conexiunilor. Modulele D—D, de exemplu, pot fi distruse dacă suprafața de așezare a radiatorului pe care se montează este neplană.

4.5.10. Degradarea la radiații

Dispozitivele semiconductoare din siliciu sînt puternic afectate de expunerea la radiații nucleare.

Defectele produse în siliciu depind de tipul și caracteristicile radiației incidente [4].

Radiația β produce defecte punctuale sub forma perechilor interstitial-vacanță. Numărul defectelor în siliciu depinde de doza și energia radiației. Defectele punctuale produse sînt mobile în siliciu, peste o anumită temperatură. Ele se pot grupa între ele sau cu impuritățile și pot da naștere la defecte complexe.

Radiația γ produce același tip de defect ca și radiația β . Astfel fotonii produc perechi electron-pozitron sau cedează parțial energia unui electron (efect Compton) sau cedează total energia unui electron (efect fotoelectric). Electronii energetici produși de radiația incidentă γ se comportă la fel ca radiația β incidentă.

Radiația de neutroni produce defecte deosebit de complexe, cunoscute sub numele de ciorchine (aglomerare de defecte).

Defectele permanente introduse de iradiere modifică sensibil proprietățile electrice ale siliciului, în următoarele moduri :

- concentrația de purtători mobili scade ;
- timpul de viață al purtătorilor minoritari scade ;
- mobilitatea purtătorilor mobili scade ;

Se produce în acest fel creșterea tensiunii de conducție și creșterea puternică a curenților reziduali ai dispozitivelor semiconductoare de putere.

4.5.11. Defectarea la di/dt

Starea de conducție a tiristoarelor nu se realizează simultan, în toate punctele ariei structurii din siliciu. Această stare se propagă din vecinătatea electrodului de poartă care o produce, înspre periferia tiristorului, cu o viteză finită de aproximativ $100 \mu\text{m}/\mu\text{s}$ [6]. Dacă viteza de creștere a curentului anodic, di/dt este prea mare, curentul este obligat să circule printr-o arie de conducție foarte limitată, în vecinătatea electrodului de comandă, producând încălzirea excesivă a acestei zone. Supraîncălzirea datorată vitezei de creștere exagerate a curentului anodic, di/dt este mai accentuată atunci când deschiderea tiristorului are loc accidental și necontrolat, prin dv/dt sau *break-over*. În acest caz răspîndirea stării de conducție se face încet și fenomenul de aglomerare este mai intens.

Defectarea prin di/dt se datorează în ultimă instanță supraîncălzirii locale a structurii din siliciu și are ca efect difuzia locală metalizare-siliciu, topirea sau fisurarea siliciului.

4.5.12. Defectarea prin dv/dt la tiristoare

Se cunoaște faptul că aplicarea unor pante de tensiune între anodul și catodul tiristoarelor poate conduce, în anumite situații la deschiderea nedorită a acestora. Astfel, aprinderea are loc mai întâi în zona care îndeplinește condiția de conducție la nivelul cel mai scăzut al densității de curent anodic. Această zonă preia întregul curent anodic și este obligată să suporte aproape integral puterea pierdută la comutație. Supraîncălzirea locală este foarte puternică dacă di/dt nu se limitează și poate conduce la difuzia între metalizare și siliciu, topirea sau fisurarea siliciului. Un fenomen similar se produce și la aprinderea prin *break-over*, cu menținunea că, în acest caz zona defectată este plasată, în general la periferia structurii tiristorului.

4.5.13. Instabilitatea tensiunii de stabilizare

Diodele stabilizatoare sînt destinate să stabilizeze tensiunea la bornele lor într-o plajă de curenți de străpungere dată. Ele nu sînt proiectate și nici nu li se cere să asigure toleranțe foarte strînse ale tensiunii de stabilizare și nici stabilitate deosebită în timp a acestei tensiuni.

Aceste performanțe sînt realizate și garantate doar pentru diodele cu referință de tensiune. În multe cazuri însă, diodele stabilizatoare sînt folosite în locul diodelor cu referință de tensiune din motive diverse. La unele exemplare din aceste diode stabilizatoare se observă că tensiunea V_z măsurată la un curent I_z se modifică în timp, fără o tendință anumită cu valori de pînă la aproximativ 1,5 % din V_z . Este evident că pentru o referință de tensiune aceasta este o performanță relativ slabă. Cauza acestui

„defect” este captarea și eliberarea aleatoare a purtătorilor de sarcină în capcanele existente în siliciu și pe suprafața sa. Aceste sarcini modifică distribuția de câmp electric, deci și tensiunea de stabilizare a diodei.

4.6. Cum se alege un dispozitiv semiconductor de putere

4.6.1. Criterii de alegere

Problema alegerii unui dispozitiv semiconductor de putere comportă două cazuri distincte :

- utilizatorul intenționează să folosească dispozitivului semiconductor de putere ca **piesă de schimb** pentru înlocuirea uneia defecte dintr-un echipament din import sau realizat cu componente din import (cazul echipamentelor realizate cu componente *IPRS-BĂNEASA* este banal) ;
- utilizatorul intenționează să folosească dispozitivul semiconductor de putere într-un **echipament nou sau reproiectat** (situație în care utilizatorul își asumă și rolul de proiectant al echipamentului).

În cazul în care dispozitivul ce trebuie ales are rolul de **piesă de schimb** utilizatorul trebuie să parcurgă următorul algoritm de operații :

1. Stabilirea performanțelor dispozitivului ce trebuie înlocuit (identificarea producătorului și a tipului, obținerea datelor tehnice ale produsului din catalogul firmei respective etc.).

2. Alegerea unui dispozitiv din fabricația *IPRS-BĂNEASA* cu performanțe cel puțin egale cu ale dispozitivului ce trebuie înlocuit (în acest scop se folosesc cataloagele de produse sau ghidurile de echivalență editate de *IPRS-BĂNEASA*, comparația performanțelor făcându-se în următoarea ordine :

— se alege tipul de capsulă cel mai apropiat de al dispozitivului ce trebuie înlocuit ;

— se alege tipul de dispozitiv în capsula respectivă care satisface **TOATE VALORILE LIMITĂ ABSOLUTE** (temperatura joncțiunii T_j , încărcarea în curent, încărcare în tensiune, limitările în frecvența de lucru, solicitări mecanice și climatice etc.).

Se recomandă ca după efectuarea înlocuirii (respectând regulile de montaj precizate în capitolul 7, utilizatorul să efectueze câteva măsurători de verificare a temperaturii de funcționare (în punctele precizate în fila de catalog a produsului).

În cazul în care dispozitivul ce trebuie înlocuit provine din configurații speciale de circuit cum ar fi grupuri de dispozitive conectate în paralel, în serie sau în combinații serie paralel se recomandă înlocuirea tuturor dispozitivelor din respectivul grup (respectându-se recomandările pentru astfel de cazuri din capitolul 7).

În cazul în care nu se găsește un echivalent al dispozitivului în nomenclatorul *IPRS-BĂNEASA* se recomandă una din următoarele opțiuni :

— se contactează specialiștii *IPRS-BĂNEASA* — secția aplicații pentru găsirea unei soluții (sortare specială etc.) ;

— se reproiectează schema respectivă pornind de la dispozitive semiconductoare din nomenclatorul *IPRS-BĂNEASA*, în acest caz respectându-se criteriile de alegere corespunzătoare pentru proiecte noi.

În cazul în care dispozitivul urmează să fie ales pentru un echipament (proiect nou) utilizatorul trebuie să verifice prin **CALCUL** și apoi prin **MĂSURĂTORI** că sistemul de valori limită al dispozitivului este respectat în totalitate (conform precizărilor din §4.1 și §4.2).

În acest sens se recomandă utilizarea noimei tehnice sau a standardului de produs ca document normativ care descrie complet și corect dispozitivul.

Având în vedere că precizările din §4.2 privind sistemul de valori limită absolută mecanice și climatice sînt complete se va preciza modul în care va fi verificată compatibilitatea dispozitivului din punctul de vedere al sistemului de valori limită termice și electrice.

În *Tabelul 4.9* sînt precizate verificările ce trebuie efectuate în funcție de tipul dispozitivului.

Tabelul 4.9

Criterii de compatibilitate ale dispozitivelor semiconductoare de putere pentru aplicație.

Criterii de compatibilitate	Tiristoare (toată familia)	Diode			
		normale	rapide	cu avalanșă controlată	stabilizatoare
Încărcare în putere (T_{ejmax})	*	*	*	*	*
Capabilitatea de blocare (V_{DWM} , V_{RWM})	*	*	*	—	—
Încărcarea în regim dinamic (di/dt , dv/dt , comutație)	*	—	*	—	—
Regimul de suprasarcină	*	*	*	*	*
Încărcare în curent (I_{TAV} , I_{TRMS} , I_{TOV} etc)	*	*	*	*	—

* verificarea compatibilității este obligatorie:

— nu este necesară verificarea

4.6.2. Calculul încărcării în putere

Cunoscînd regimul electric în care urmează să lucreze dispozitivul semiconductor se calculează puterea disipată totală ca o sumă a pierderilor de putere pentru fiecare regim de funcționare (blocare, comutație, conducție, stabilizare etc.), conform definițiilor de la §4.3. Estimînd în mod cît mai realist temperatura ambiantă maximă de funcționare $T_{a\max}$ se calculează temperatura virtuală maximă a joncțiunii cu relația de mai jos (presupunînd complet caracterizat sistemul de răcire):

$$T_{ej} = T_{a\max} + P_{d\text{ tot}} R_{thj-a} \quad (4.56)$$

Condiția minimă de compatibilitate este

$$T_{vj}/T_{vj\max} \leq 1 \quad (4.57)$$

Ținând cont de compromisul optim acceptabil între preț de cost, gabarit, siguranță în exploatare, fiabilitate, se recomandă ca raportul $T_{vj}/T_{vj\max}$ să aibă valori în gama 0,7 ... 0,9.

4.6.3. Alegerea capabilității de blocare

Valorile limită ale caracteristicilor de blocare sau tensiune inversă pentru diode și tiristoare sînt precizate în cataloage sau norme tehnice prin clasele de tensiune V_{DWM} , respectiv V_{RRM} .

Cunoscînd caracteristicile surselor de alimentare, ale sarcinii și alegînd protecțiile la supratensiuni corespunzătoare (vezi § 7.6.2), se pot stabili următoarele reguli de alegere a claselor de tensiune inversă și de blocare. Pentru diode :

$$V_{RRM} = C_V V_N \quad (4.58)$$

în care V_N este tensiunea inversă normală ce poate să apară la bornele diodei estimată din calculul circuitului (fără perturbațiile accidentale datorate rețelei sau sarcinii), iar C_V este coeficientul de siguranță în tensiune.

Valorile uzuale pentru coeficientul de siguranță în tensiune sînt : $C_V = 1,5 \dots 2,5$.

Pentru aplicații în care supratensiunile se pot determina sau sînt utilizate elemente de protecție se pot alege valorile minime ale lui C_V .

Pentru diode lucrînd în medii industriale cu perturbații electromagnetice puternice sau conectate la rețele de puteri mari se lucrează cu valori $C_V > 2,5$.

Pentru tiristoare :

$$\begin{aligned} V_{DWM} &= C_V V_N, \text{ respectiv} \\ V_{RRM} &= C_V V_N \end{aligned} \quad (4.59)$$

în care $C_V = 1,7 \dots 2$ (avînd în vedere că în majoritatea aplicațiilor or apar elemente supresoare ale tensiunilor accidentale).

4.6.4. Calculul încărcării în curent

Încărcarea în curent în regim de durată a diodelor.

Regimul de durată în funcționare a diodelor este tipic pentru convertizoarele de putere ce funcționează la frecvența rețelei (40 ... 60 Hz). În acest regim, încărcarea în curent este limitată simultan de două valori limită absolută.

- I_{FRMSM} Curentul efecace maxim admisibil ;
- $T_{vj\max}$ — Temperatura virtuală maxim admisibilă a joncțiunii

Forma curentului de conducție (precizată prin unghiul de conducție θ), determină și limitarea valorii medii a curentului prin diodă conform relației (4.60)

$$I_{PAVM} = I_{FRMSM} F(\theta) \quad (4.60)$$

în care $F(\theta)$ este factorul de formă (Tabelul 4.10).

Tabelul 4.10.

Dependența factorilor de formă F și M de unghiul de conducție

Nr.	Forma curentului	Unghiul de conducție $\theta = \frac{tp}{T} \cdot 360$ [°el]	F	F^2	M
1		360	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$	1,23	$\frac{\pi}{2} = 1,57$
2		180	$\frac{\pi}{2} = 1,57$	2,47	$\pi = 3,14$
3		150	1,665	2,77	3,37
4		120	1,875	3,52	4,18
5		90	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2,22$	4,93	6,29
6		60	2,77	7,66	10,9
7		30	3,98	15,8	23,42
8		θ	$\sqrt{\frac{T}{tp}} = \sqrt{\frac{360}{\theta}}$	$\frac{T}{tp} = \frac{360}{\theta}$	$\frac{T}{tp} = \frac{360}{\theta}$
9		θ	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{T}{tp}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{360}{\theta}}$	$\frac{\pi^2}{8} \frac{T}{tp} = \frac{\pi^2}{8} \frac{360}{\theta}$	$\frac{\pi}{2} \frac{T}{tp} = \frac{\pi}{2} \frac{360}{\theta}$

Utilizând relațiile :

$$P_{FAV} = \frac{T_{vj\max} - T_{a\max}}{R_{thj-a}} \quad (4.61)$$

$$P_{FAV} = V_{FO} I_{FAV} + r_F I_{FRMS}^2 = V_{FO} I_{FAV} + r_F I_{FAV}^2 \quad (4.62)$$

se poate alege dioda corespunzătoare aplicației respective (parametrii V_{FO} , r_F , $T_{vj\max}$, R_{thj-a} sînt date de catalog) și se poate dimensiona sistemul de răcire (R_{thc-a}).

Pentru o utilizare directă a relațiilor (4.60), (4.61) și (4.62) în cataloagele *IPRS-BĂNEASA* sînt date pentru fiecare tip de diodă diagrame pentru determinarea fie a curentului mediu limită pentru anumite condiții de răcire, fie a condițiilor minime de răcire pentru un curent mediu dat.

În figura 4.44 sînt date trei exemple de utilizare a diagramei (de exemplu pentru D500N).

a) pentru o aplicație cu $I_{TAVM}=300$ A, $\theta=120^\circ\text{el}$, $T_{a\max}=50^\circ\text{C}$ se determină caracteristica ansamblului de răcire ($R_{thc-a} + \Delta r \leq 0,15^\circ\text{C/W}$)

b) pentru o aplicație în care $\theta=180^\circ\text{el}$, $T_{a\max}=80^\circ\text{C}$ și dioda D500N este montată pe ansamblul de răcire cu $R_{thc-a} + \Delta r = 0,06^\circ\text{C/W}$ curentul mediu maxim obținabil este $I_{TAVM} = 400$ A;

c) pentru o aplicație cu formă de impulsuri dreptunghiulare cu $\theta = 90^\circ\text{el}$, o diodă D500N încărcată la curentul $I_{FAV} = 400$ A și montată pe un ansamblu de răcire cu $R_{thc-a} + \Delta r_{thc-a} = 0,08^\circ\text{C/W}$ poate fi utilizată pînă la $T_{a\max} = 35^\circ\text{C}$.

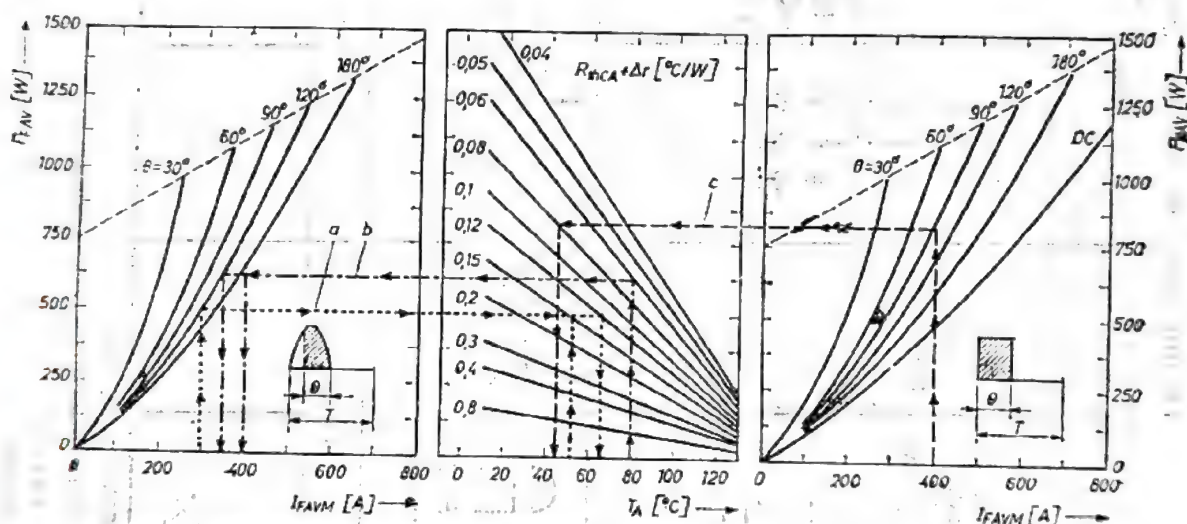


Fig. 4.44. Diagramă pentru calculul încărcării în putere a diodei D500N. Exemple de utilizare

(a) (Exemplu de determinare a sistemului de evacuare a căldurii cînd se cunosc $I_{FAVM}=300$ A $\theta = 120^\circ\text{el}$, $T_{a\max} = 50^\circ\text{C}$ ($R_{thc-a} + \Delta r = 0,15^\circ\text{C/W}$).

(b) Exemplu de determinare a curentului mediu obținabil cînd se cunosc $\theta = 180^\circ\text{el}$, $T_{a\max} = 80^\circ\text{C}$, $R_{thc-a} + \Delta r = 0,06^\circ\text{C/W}$ ($I_{FAVM} = 400$ A).

(c) Exemplu de determinare a temperaturii ambiante maxime în utilizare pentru un regim de impulsuri dreptunghiulare cu $\theta = 90^\circ\text{el}$, $I_{FAV}=400$ A și montată pe un ansamblu de răcire cu $R_{thc-a} + \Delta r = 0,08^\circ\text{C/W}$ ($T_{a\max} = 45^\circ\text{C}$).

În Tabelul 4.11 sînt prezentate circuitele tipice de redresoare cu diode împreună cu formele de undă pentru curent, rapoartele între valorile de vîrf, eficace și medii ale acestuia.

Încărcarea în curent la frecvențe joase a diodelor

Funcționarea la frecvențe joase (intermitentă) impune respectarea tuturor limitărilor corespunzătoare regimului de funcționare la frecvența rețelei (precizate în paragraful anterior). O problemă deosebită pentru

Tabelul 4.11.

Circuite tipice de redresare cu diode

Circuitul:	Redresor mono- faza	Redresor dublu alternanță	Punte mono- faza	Redresor trifaza în stea	Punte trifazată	Redresor trifaza dublu stea	Redresor trifaza dublu stea cu bobină de filtraj
Schema electrică:							
Forma de un- dă a curen- tului printr-o diodă							
I_{AV}/I I_{AV}	1	$1/2$	$1/2$	$1/3$	$1/3$	$1/6$	$1/6$
I_{RMS}/I I_{RMS}	1	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{6}$	$1/2\sqrt{3}$
$\frac{V_{RMS}}{V_{AV}} >$ - sarcină R - sarcină cu t.c.e.m.	3,45 2,65	3,45 2,5	1,73 1,25	2,3 2,09	1,15 1,05	2,3 2,09	2,66 (2,09)* 2,09

Obs: n = numărul de diode conectate în paralel. I_{AV} = curențul mediu prin sarcină (la ieșirea redresorului) I_{RMS} = curențul eficient prin sarcină. V_{AV} = tensiunea medie pe sarcină.* Dacă redresorul nu
funcționează niciodată
în gol.

regimul de funcționare la frecvențe joase o constituie variațiile mari de temperatură ale structurii de siliciu cu consecințe nefaste asupra fiabilității dispozitivului (fenomenul este cunoscut sub denumirea de oboseală termică).

În mod uzual, pentru diodele realizate prin tehnologia de lipire cu aliaje moi pe ambază numărul maxim de astfel de variații de temperatură (cicluri termice) depășește rar cifra de 10 000. Pentru astfel de aplicații se recomandă utilizarea diodelor cu contacte presate, care asigură o bună fiabilitate la câteva zeci de mii de cicluri. Se recomandă totuși ca excursia maximă de temperatură să respecte în general, condiția $\Delta T_{vj} \leq 60^\circ\text{C}$.

Calculul încălzirii maxime pentru acest regim de funcționare se face pe baza relației (4.63)

$$T_{vj} = T_a + P_{FM} \left(\sum_{i=1}^j r_i \frac{1 - e^{-t_p/\tau_i}}{1 - e^{-T/\tau_i}} \right) \quad (4.63)$$

în care $\sum_{i=1}^n r_i \frac{1 - e^{-t_p/\tau_i}}{1 - e^{-T/\tau_i}}$ reprezintă exprimarea analitică a impedanței termice tranzitorii a diodei.

Din relația (4.63) rezultă valoarea maximă a mărimii P_{FM} — valoarea de vîrf a pierderilor în conducție pentru un curent dreptunghiular cu durată $t_p = \frac{\theta}{360} T$ și perioada T .

Excursia maximă de temperatură pe joncțiune se calculează cu relația :

$$\Delta T_{vj\max} = P_{FM} \left(\sum_{i=1}^n r_i \frac{1 - e^{-t_p/\tau_i}}{1 - e^{-T/\tau_i}} \right) (1 - e^{-\frac{T-t_p}{\tau_i}}) \quad (4.64)$$

dacă $\Delta T_{vj\max} > 60^\circ\text{C}$, se va reduce valoarea P_{FM} în mod corespunzător.

Cu valoarea P_{FM} astfel determinată se calculează

$$P_{FAV} = \frac{t_p}{T} P_{FM} \quad (4.65)$$

și se poate utiliza apoi diagrama similară cu cea din figura 4.43 pentru determinarea încălzirii diodei (curent mediu maxim, curent eficace) și a sistemului de răcire.

Încălzirea în curent la frecvențe medii și înalte

La frecvențe mai mari decît frecvența rețelei pierderile de comutație devin din ce în ce mai importante, în special cele de comutație din regim de conducție în blocare. Puterea totală medie este dată în acest caz de relația

$$P_{tot} = P_{FAV} + P_{QAV} \quad (4.66)$$

Precizăm că pentru astfel de aplicații utilizarea diodelor redresoare rapide este obligatorie.

Formele de undă tipice ale curentului și ale tensiunii pentru o diodă în comutație din conducție în blocare sînt date în figura 4.45.

Pierderile în regim de conducție se calculează cu relația (4.67), ținînd cont de factorul de formă al curentului.

Pierderile în regimul de comutație se determină folosind relația (4.67)

$$P_{QAV} = f V_{RM} Q_s \quad (4.67)$$

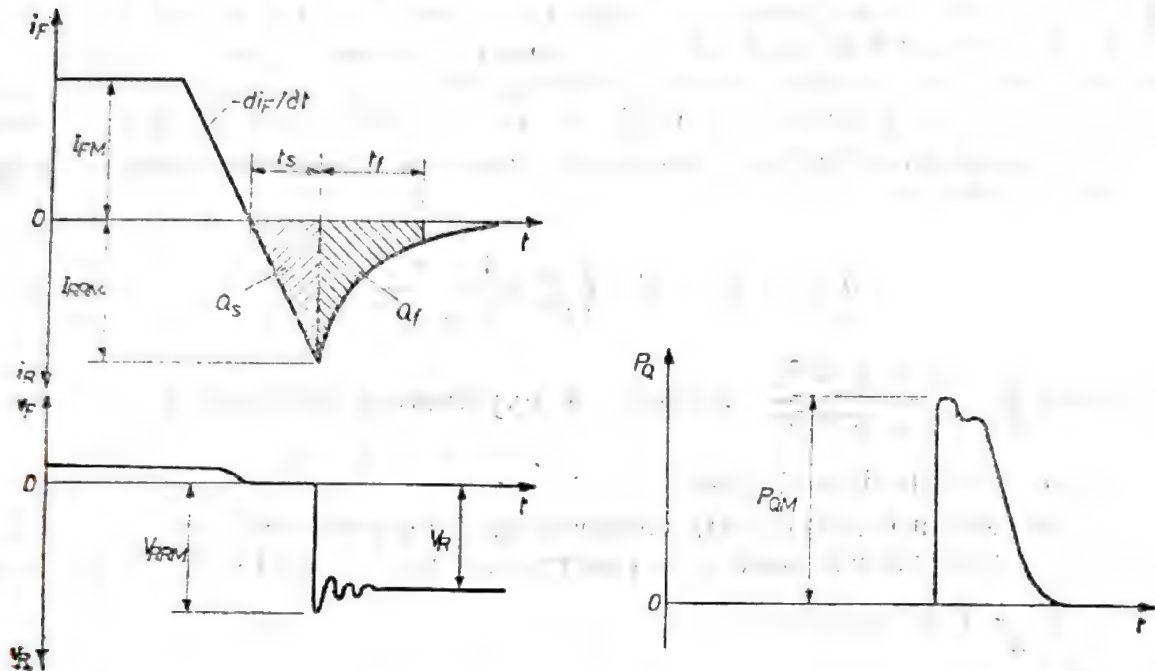


Fig. 4.45. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii pentru diodă la comutarea din conducție în blocare și variația puterii instantanee în acest interval.

în care $f = 1/T$ este frecvența de lucru, V_{RM} — tensiunea inversă de vîrf și Q_s este sarcina de revenire. Sarcina stocată Q_s se determină în funcție de curentul de vîrf I_{FM} și panta de descreștere a curentului — di_F/dt din curbele date în foile de catalog (exemplu figura 4.46).

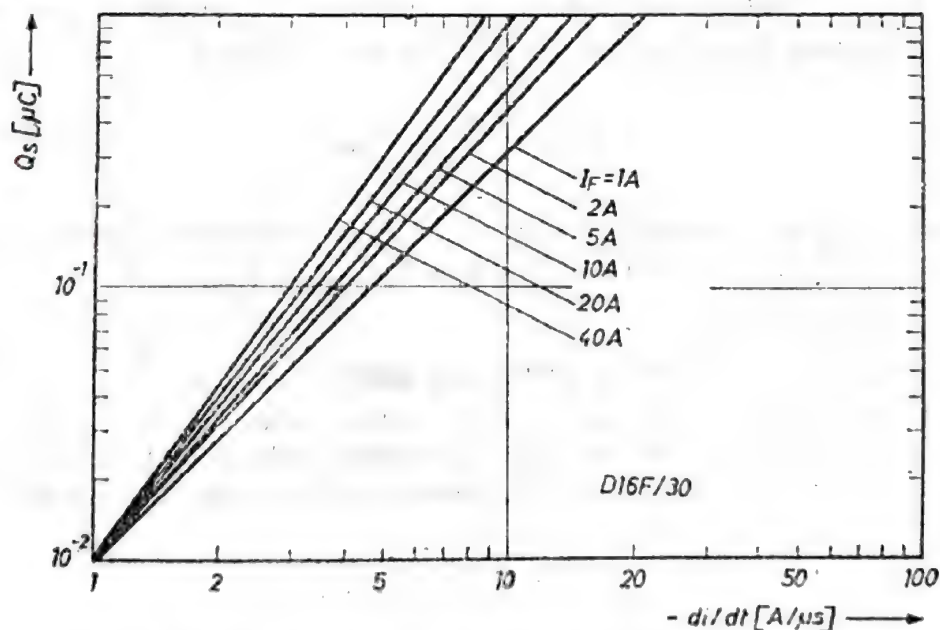


Fig. 4.46. Dependența sarcinii stocate Q_s în funcție de viteza de descreștere a curentului direct $-di_F/dt$, avînd curentul I_{FM} ca parametru (Exemplu: D16F).

Pentru a simplifica determinarea puterii de comutație P_{QAV} , în foile de catalog pentru diode rapide se dau diagrame conform exemplului din figura 4.47.

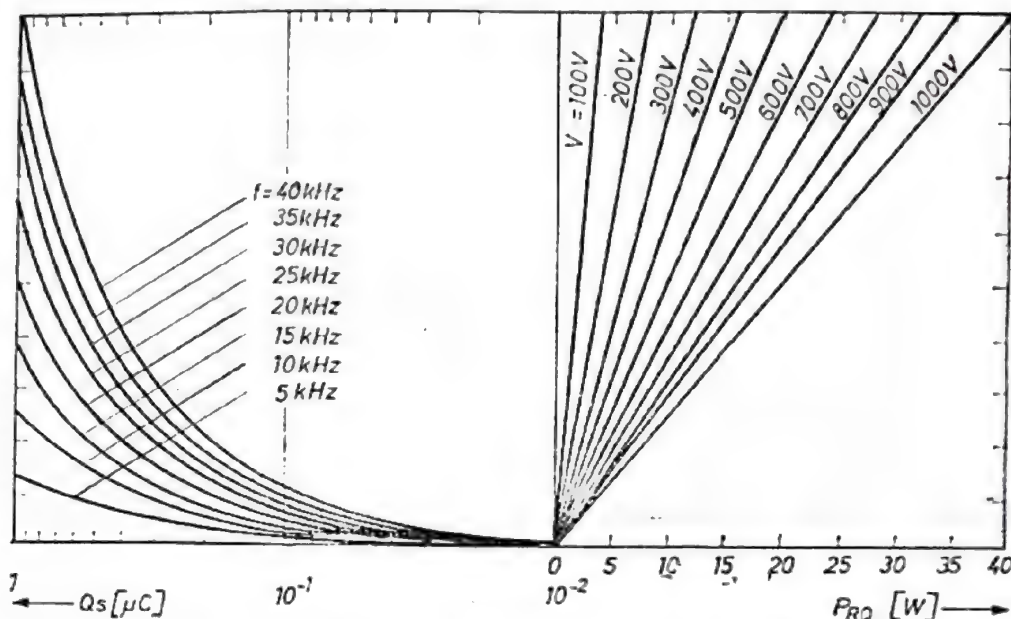


Fig. 4.47. Nomogramă de calcul a puterii de comutație P_{QAV} funcție de sarcina stocată Q_s , frecvența de lucru f și tensiunea inversă V_R .

Încălcarea în curent în regim de suprasarcină a diodelor

La dimensionarea capacității în curent a diodelor, proiectantul de echipamente va trebui să determine și solicitările care pot să apară în regim de avarie (scurtcircuit). Menționăm că în aceste condiții temperatura joncțiunii poate depăși pentru un interval scurt valoarea limită absolută $T_{vj\ max}$, cu condiția ca tensiunea inversă V_R să fie redusă în consecință.

Solicitările în regim de suprasarcină afectează în mod drastic fiabilitatea dispozitivului, în consecință proiectantul este obligat să prevadă sistemul de protecție care să limiteze la minimum numărul acestora.

Regimurile de suprasarcină pot fi :

- **Suprasarcină accidentală de curent.** Poate să apară în regim de scurtcircuit al sarcinii, când curentul de vîrf suportat de diodă poate crește la valori de 10 . .15 ori mai mari decît curentul nominal. Acest supracurent poate fi aplicat pe o durată redusă ($t_p = 10\ ms$) după care trebuie întrerupt de un element de protecție ultrarapid.

În foile de catalog sînt precizate valorile limită I_{FSM} pentru $t_p = 10\ ms$ (la $T_{vj} = T_{vj\ max}$ și T_a sau $T_{vj} = 45^\circ C$) sau valoarea I^2t (integrala de curent) definită de relația (4.68) (vezi și figura 4.48)

$$I^2t \equiv \int_0^t i^2(t) dt \quad (4.68)$$

Pentru durate mai mici de 10 ms în foile de catalog sînt date curbele $I^2t(t)$ (vezi figura 4.49).

● **Supraîncărcare de scurtă durată în curent a diodelor.** Acest regim poate să apară în cazul unui regim de avarie prelungit în care curentul crește peste valoarea nominală. În foile de catalog sînt date pentru aceste situații valorile limită $I_{F(OV)M}$ care asigură imunitatea diodei la aceste solicitări.

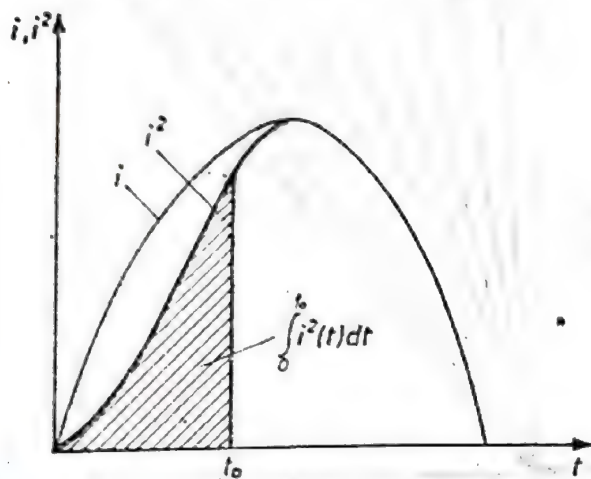


Fig. 4.48. Diagramă pentru determinarea integralei de curent.

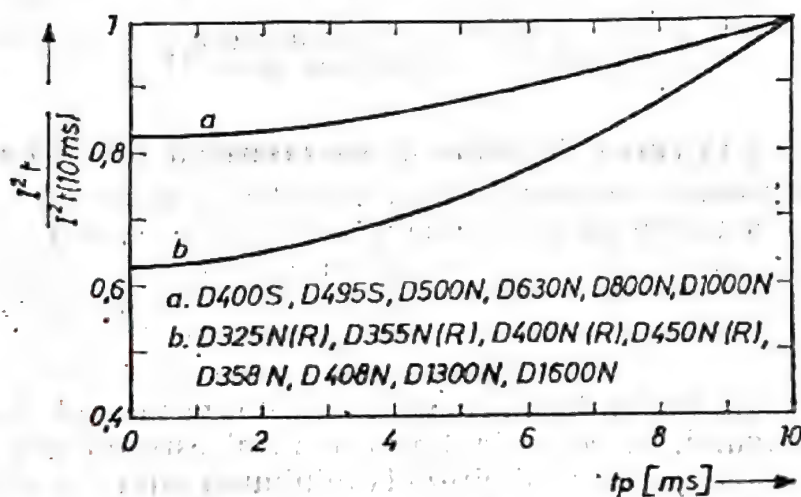


Fig. 4.49. Integrala de curent pentru diode de mare putere ($t \leq 10$ ms)

În figura 4.50 este dată dependența normată a valorii $I_{F(OV)M}$ în funcție de timp.

● **Supraîncărcare previzibilă de curent a diodelor.** Acest regim nu duce la depășirea valorii limită $T_{vj\ max}$ și este de scurtă durată. În foile de catalog este precizată valoarea limită a curentului mediu de supraîncărcare $I_{F(OV)}$ în funcție de condițiile de încărcare anterioare solicitării și depinde de caracteristicile termice tranzitorii ale ansamblului diodă-sistem de răcire.

Curentul mediu de supraîncărcare, I_{FOV} , cu durata t_{OV} se poate calcula din relația (4.69)

$$T_{vj\ max} - T_A = P_{FAV(p)} R_{thj-a(p)} + (P_{FOV} - P_{FAV(p)}) Z_{thj-a}(t_{OV}) \quad (4.69)$$

în care :

$P_{FAV(p)}$ — puterea medie înainte de supraîncălzire

P_{FOV} — puterea medie în perioada de supraîncălzire

t_{OV} — durata supraîncălzirii

$R_{thJA(p)}$ — rezistența termică a regimului de preîncălzire

$$P_{FAV(p)} = I_{FAV(p)} V_{FO} + r_F I^2 I_{FAV(p)}^2 \quad (4.70)$$

$$P_{FOV} = I_{FOV} V_{FO} + r_F I^2 I_{FOV}^2 \quad (4.71)$$

$$t_{OV} = (n - 1)T + \frac{\theta}{360} T \quad (4.72)$$

$$R_{thJA(p)} = R_{thJA-c} + \Delta r(\theta) + R_{thJA-a} \quad (4.73)$$

$$Z_{thJA-a}(t_{OV}) = Z_{thJA-c}(t_{OV}) + [\Delta r(\theta)] + Z_{thJA-a}(t_{OV}) \quad (4.74)$$

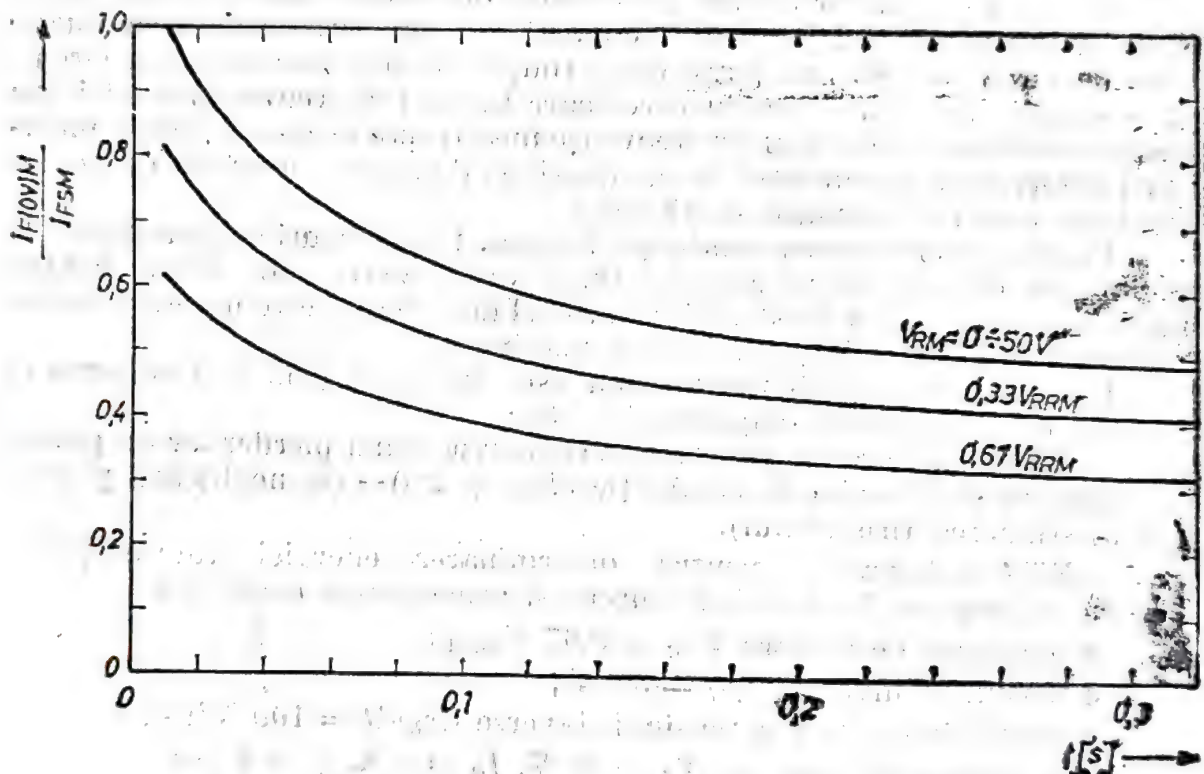


Fig. 4.50. Curentul de suprasarcină accidentală la $t \geq 10$ ms.

Exemplu: O diodă D500N, montată într-un ansamblu de răcire tip KX180-30 la un curent mediu $I_{FAV(p)}=300$ A cu $\theta=180^\circ$ el. Se aplică un regim de suprasarcină previzibilă cu $I_{FOV} = 600$ A, pentru un număr de 50 perioade $\left(T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 20 \text{ ms} \right)$

Care este temperatura maximă a aerului de răcire la care poate funcționa dioda în siguranță la acest regim?

Soluție: Conform relațiilor (4.70) și (4.71) (cu valorile $V_{FO}=0,9$ V și $r_F=0,75$ mΩ obținute din foaia de catalog a diodel D500N), rezultă:

$$P_{FAV(p)} = 43 \text{ W},$$

$$P_{FOV} = 1207 \text{ W}.$$

Tot din foile de catalog ale diodei D500N și ale ansamblului de răcire KX180 - 30 rezultă conform relațiilor (4.72) și (4.73):

$$R_{thj-a(p)} = 0,05^{\circ}\text{C/W} + 0,0045^{\circ}\text{C/W} + 0,078^{\circ}\text{C/W} = 0,1325^{\circ}\text{C/W},$$

$$Z_{thj-a}(10^{\circ}\text{C}) = 0,04^{\circ}\text{C/W} + 0,0045^{\circ}\text{C/W} + 0,005^{\circ}\text{C/W} = 0,0495^{\circ}\text{C/W}$$

Înlocuind valorile obținute în relația (4.69) se obține $T_{A\text{ max}} \leq 54^{\circ}\text{C}$.

Încărcarea în curent a tiristoarelor

Toate considerațiile privind încărcarea în curent a diodelor în regim de durată, în regim de funcționare intermitentă și în regim de suprasarcină, se aplică și în cazul tiristoarelor.

În aplicațiile în care se lucrează la frecvența rețelei (40...60 Hz) sau la frecvențe mai mici se utilizează tiristoare normale.

Pentru frecvențe mai mari se utilizează tiristoare rapide, la care problemele de calcul ale încărcării la curent sînt complicate de ponderea importantă a pierderilor de comutație (la amorsare și stingere).

În cazul circuitelor în care problemele de stingere ale tiristoarelor nu sînt critice (intervalul la care se comută din nou tiristorul în conducție este de circa trei ori mai mare decît timpul de dezamorsare prin circuit t_q - situație frecventă pentru invertoare lucrînd la frecvența rețelei sau pentru circuite de impulsuri la frecvențe medii) este necesar calculul încărcării determinat de curentul de conducție și de pierderile medii de putere (inclusiv cele de amorsare și stingere).

Pentru invertoare cu conducție forțată, temperaturile instantanee în regimurile de comutație pot să atingă valori extrem de mari. Pentru încărcarea în curent a tiristoarelor în astfel de aplicații este necesară determinarea temperaturilor instantanee maxime.

Evaluarea încărcării tiristoarelor este facilitată prin introducerea în foile de catalog a două diagrame [8, 10]:

PAC - diagrama pentru determinarea sumei pierderilor de putere la amorsare și în regim de conducție ($P_{TT} + P_T$) - (se neglijează pierderile la stingerea tiristorului).

ETS - diagramă pentru determinarea energiei totale (W_{tot}) pentru un impuls sinusoidal de curent și următoarele condiții:

- tensiunea de blocare $V_{DM} = 0,67 V_{DWM}$;
- tensiunea inversă $V_{RM} = 50 \text{ V}$;
- panta de creștere a tensiunii inverse $dv_R/dt = 100 \text{ V}/\mu\text{s}$;
- generator de comandă $V_L = 10 \text{ V}$, $I_G = 1 \text{ A}$, $t_r = 1 \mu\text{s}$;
- rețeaua RC: $R(\Omega) = 0,02 V_{DM}(\text{V})$

$$C \leq 0,22 \mu\text{F}$$

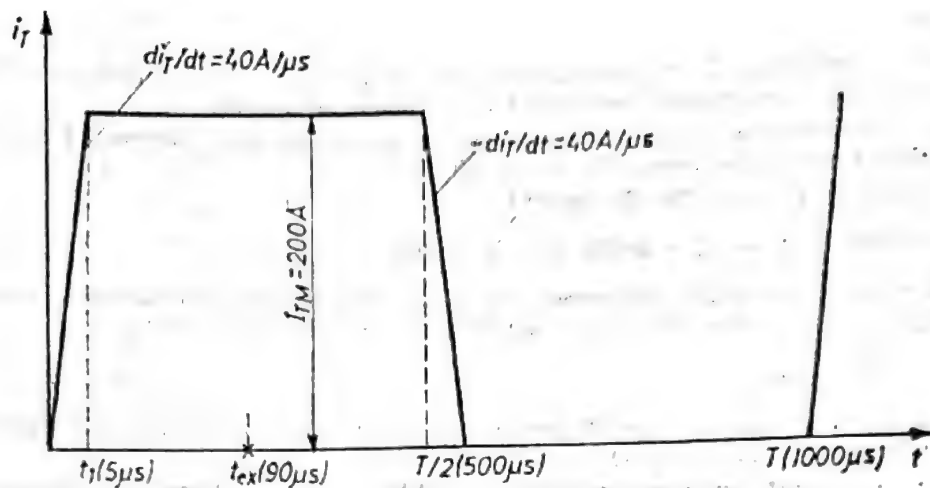
Exemplu de utilizare a diagramei PAC

Un tiristor T195F trebuie să funcționeze în regim de conducție cu impulsuri dreptunghiulare de curent $I_{TM} = 200 \text{ A}$, cu durata $T/2 = 500 \mu\text{s}$ și frecvența de repetiție $f_0 = 1 \text{ kHz}$. Viteza de creștere și scădere a curentului de conducție este $\pm di_T/dt = 40 \text{ A}/\mu\text{s}$. Tensiunea în stare blocată este $V_{DM} = 600 \text{ V}$.

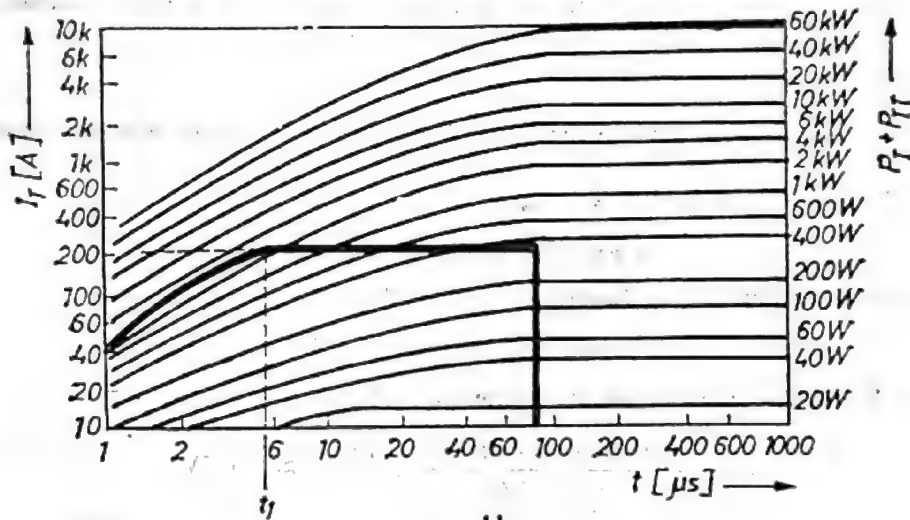
- Care este puterea disipată la finalul regimului de amorsare?
- Care este puterea disipată la sfîrșitul timpului de conducție?
- Care este temperatura maximă a capsulei?

În figura 4.51 sînt reprezentate:

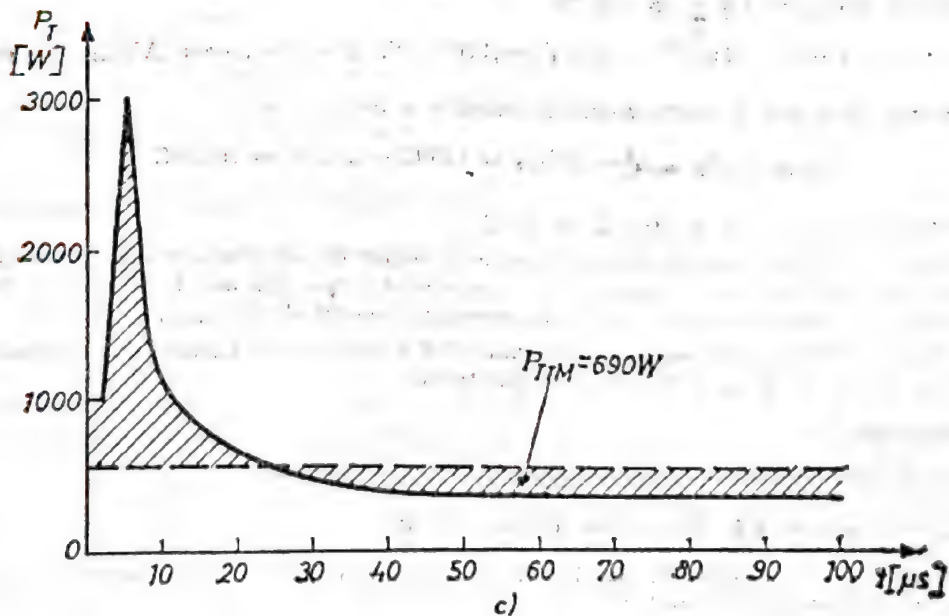
- a) forma grafică a curentului de conducție;
- b) diagrama PAC a tiristorului T195F avînd transpus curentul de conducție;
- c) integrarea grafică a pierderii de putere la amorsare.



a)



b)



c)

Fig. 4.51. Exemplu de utilizare a diagramei PAC pentru evaluarea încărcării în comutație și conducție. (a) Forma de undă a curentului. (b) Diagrama PAC a tiristorului T195F. (c) Diagramă pentru calculul puterii la comutație și conducție.

Soluție

Timpul de extindere al ariei de conducție pentru tiristorul T195F este de $90 \mu s$ (corespunde timpului pentru care curbele $i_T(t)$ intră în regiunea $i_T(t) = ct$)

Durata de conducție: $t_0 = T/2 = 500 \mu s > t_{0s} = 90 \mu s$, deci tiristorul funcționează în regim cu aria de conducție completă la $t = 90 \mu s$.

Din datele de catalog T195F, rezultă:

$$di/dt = 200 \text{ A}/\mu s \text{ la } f_0 = 50 \text{ Hz și } I_{TM} = 800 \text{ A}$$

Avînd în vedere că tiristorul lucrează la $f_0 = 1 \text{ kHz}$ se aplică un factor de corecție 0,55 (conform figurii 4.12 — dependența di/dt cu frecvența de lucru) și rezultă

$$di/dt = 110 \text{ A}/\mu s$$

mărime ce permite reprezentarea pe diagrama PAC a impulsului dreptunghiular limită maximă pentru tiristor (curba punctată a).

Impulsul de curent, conform regimului precizat în problemă, este reprezentat prin curba b.1

Valorile $P_T(t)$ se transpun din diagrama PAC în scară liniară de timp, obținîndu-se curba a variației puterii instantanee pe tiristor. Prin integrare grafică se obține valoarea medie a puterii, corespunzînd duratei de extindere a ariei de conducție

$$P_{TTH} = 690 \text{ W}$$

În intervalul $t_{0s} - T/2$, tiristorul este încărcat static în curent, puterea pentru acest interval fiind

$$\text{— pentru intervalul: } t_1 = T/2 - t_{0s}$$

$$P_{TH1} = V_{TO} I_{TM} + r_T I_{TM}^2 \approx 292 \text{ W}$$

$$\text{— pentru intervalul: } t_2 = I_{TM} / (di/dt) = 200 \text{ A}/\mu s = 5 \mu s$$

$$P_{TH2} = 1/2 \cdot P_{TH1} \approx 146 \text{ W}$$

Puterea totală în perioada de conducție ($t_{0s} = T/2 + t_2$) este

$$P_T = \frac{P_{TTH} t_{0s} + P_{TH1} t_1 + P_{TH2} t_2}{t_0} \approx 365 \text{ W}$$

$$\text{Puterea medie } P_{TAV} = P_T \frac{t_0}{T} \approx 183 \text{ W}$$

Pentru tiristorul T195F, $R_{th1-s} = 0,116^\circ\text{C}/\text{W}$, $\theta = 180^\circ$, deci $\Delta T_{1-s} = P_{TAV} R_{th1-s} = 21,5^\circ\text{C}$

Valoarea maximă a temperaturii capsulei este deci

$$T_{s\max} = T_{01\max} + \Delta T_{1-s} = 125^\circ\text{C} + 21,5^\circ\text{C} = 146,5^\circ\text{C}$$

Exemplul de utilizare a diagramei ETS

Un tiristor T290F trebuie să funcționeze în regim de conducție cu impulsuri sinusoidale de curent cu amplitudinea $I_{TM} = 800 \text{ A}$ și durata $t_p = 0,5 \text{ ms}$ la frecvența de repetiție $f_0 = 800 \text{ Hz}$. Care este sistemul de răcire necesar, cunoscînd că $T_{a\max} = 45^\circ\text{C}$?

În figura 4.52 este reprezentată diagrama ETS a tiristorului T290F. Din diagramă rezultă pentru $I_{TM} = 800 \text{ A}$ și $t_p = 0,5 \text{ ms}$ energia totală

$$W_{tot} = 0,4 \text{ Js.}$$

Puterea totală medie este în acest caz

$$P_{tot} = W_{tot} f_0 = 0,4 \text{ Js} \times 800 \text{ Hz} = 320 \text{ W.}$$

Temperatura joncțiunii, în cazul utilizării ansamblului de răcire R150 — în convecție naturală se calculează cu relația

$$T_{vj} = T_{a\max} + P_{tot} R_{th1-s} \quad (4.75)$$

în care

$$R_{th1-s} = [R_{th1-s} + R_{th1-a}] \quad (4.76)$$

(din datele de catalog: $R_{th\ j-a} = 0,08^\circ\text{C/W}$ și $R_{th\ c-a} = 0,39^\circ\text{C/W}$).

$$T_{vj} = 45^\circ\text{C} + 320\text{ W} (0,08^\circ\text{C/W} + 0,39^\circ\text{C/W}) = 198,4^\circ\text{C}$$

deci

$$T_{vj} > T_{vj\ max} = 125^\circ\text{C}$$

Rezultă, deci, că radiatorul R150, în regim de convecție naturală, este impropriu pentru această aplicație și că este necesară utilizarea unui sistem de ventilare forțată.

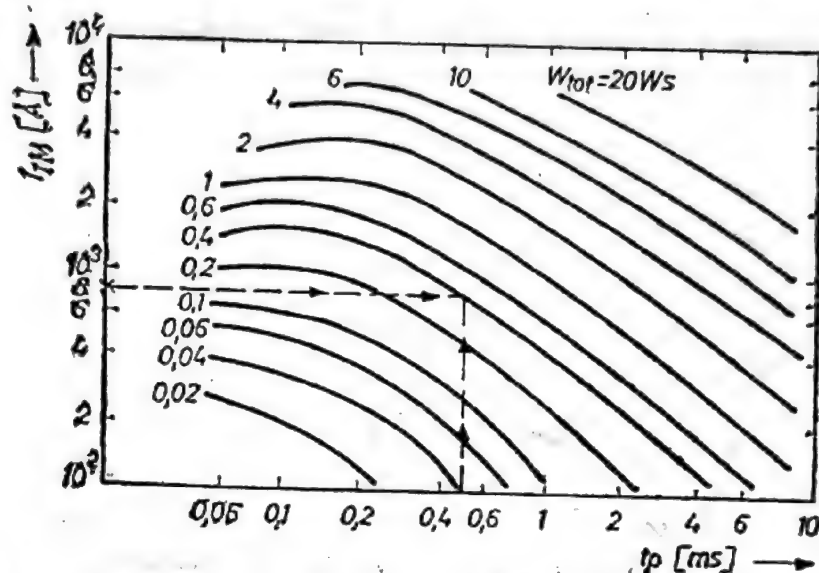


Fig. 4.52. Exemplu de utilizare a diagramei BTS pentru calculul puterii în comutație și conducție (Tiristor T290F).

Dimensionarea acestuia se face în baza următoarelor determinări:

$$R_{th\ j-a} = \frac{T_{vj\ max} - T_{a\ max}}{P_{totj}} - R_{th\ c-a} = \frac{125^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{320\text{ W}} - 0,08^\circ\text{C/W}$$

$$R_{th\ c-a} = 0,17^\circ\text{C/W}$$

Din curba $R_{th\ c-a}(v_a)$ pentru ansamblul R150 rezultă că alegerea unui sistem de ventilare cu $v_a = 3\text{ m/s}$ asigură un $R_{th\ c-a} = 0,15^\circ\text{C/W}$ condiție suficientă pentru o funcționare sigură a tiristorului T290F în regimul menționat.

Încărcarea în curent a tiristoarelor la frecvențe ridicate

Pentru aplicațiile la frecvențe ridicate este obligatorie utilizarea tiristoarelor rapide. Calculul încărcării în curent trebuie să țină cont în acest caz și de pierderile ce apar la comutarea tiristorului din conducție în blocare.

Puterea disipată în timpul comutării din conducție în blocare determină creșteri importante ale temperaturii joncțiunii în timpul comutării precum și la creșterea puterii medii de dispozitiv. În figura 4.53 sunt reprezentate formele de undă ale curentului și tensiunii în timpul comutării din conducție în blocare.

Puterea în timpul comutării se poate calcula cu relația:

$$P_{RO} = \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} i_n(t) v_R(t) dt. \quad (4.77)$$

Cunoscând valorile I_{TM} , $-di/dt$, dv_R/dt și V_R se poate calcula puterea la comutație, utilizând relațiile simplificate

$$P_{RO} \approx \frac{(dv_R/dt) t_{fo} I_{RRM}}{6} \text{ pentru } t_{fo} \leq t_0 \quad (4.78)$$

sau

$$P_{RO} \approx \frac{(I_{RRM}/6 + I_{RO}/3) V_{RM} t_0 + \frac{i_{RO} V_R}{2} (t_{fo} - t_0)}{t_{fo}} \text{ pentru } t_{fo} \geq t_0 \quad (4.79)$$

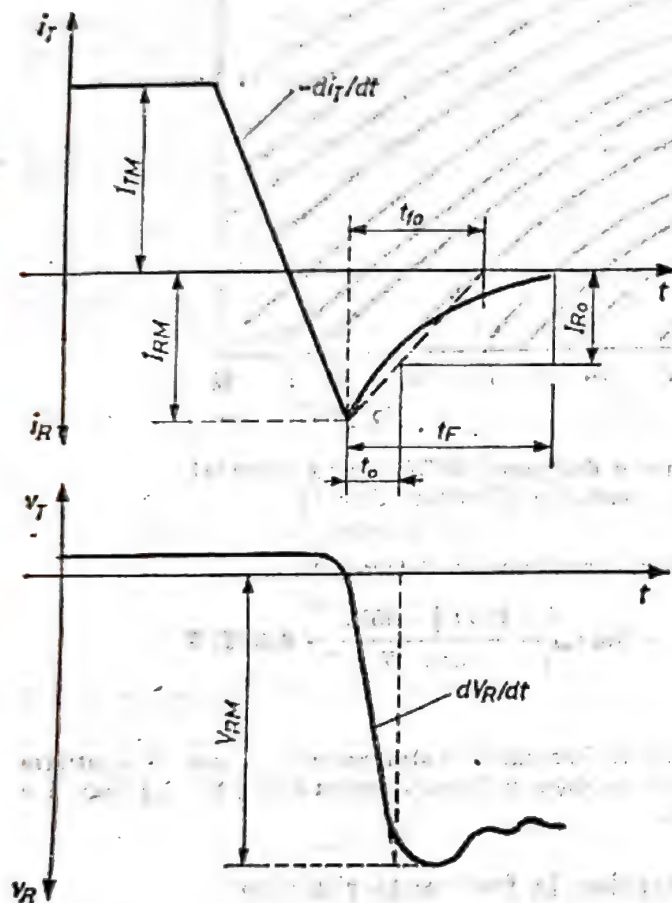


Fig. 4.53. Formele de undă ale curentului și tensiunii pentru regimul de comutație din conducție în blocare.

în care: $I_{RRM} = \left[\left| -\frac{di}{dt} \right| 2Q_s \right]^{1/2}$ (Q_s din datele de catalog)

$$I_{RO} = I_{RRM} \frac{t_{fo} - t_0}{t_{fo}}$$

$$t_0 = \frac{V_L}{dv_R/dt}$$

Semnificația mărimilor de calcul t_0 , I_{RO} , I_{RRM} etc. este ilustrată în figura 4.52.

Variația tipică a timpului de descreștere (valoare liniarizată) t_{fo} a curentului invers la comutație pentru tipurile de tiristoare produse de IPRS-BĂNEASA este dată în figura 4.54.

În general, puterea disipată în timpul comutației este uniform distribuită în aria structurii. Cu toate acestea, energia transformată în căldură în timpul comutației nu poate fi oricât de mare, deoarece pot să apară

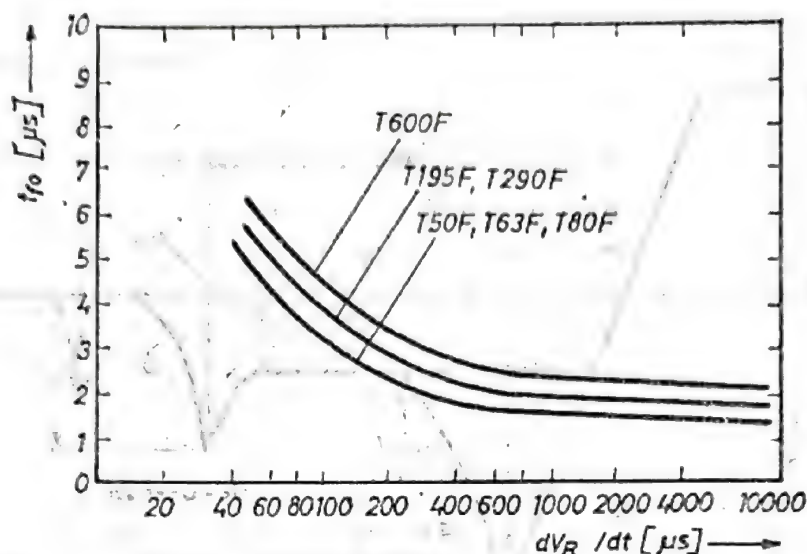


Fig. 4.54. Variația timpului de descreștere a tensiunii inverse t_{fo} în funcție de panta de descreștere dv_R/dt .

zone de supraîncălzire localizate în jurul unor neomogenități mici din structură, supraîncălziri care pot provoca distrugerea dispozitivului la aplicarea tensiunii inverse.

Energia corespunzătoare comutației din conducție în blocare se calculează cu relația

$$W_{RQ} = P_{RQ} t_{fo} \quad (4.80)$$

Accastă energie trebuie să fie mai mică decit cea recomandată în Tabelul 4.12.

Tabelul 4.12.

Valoarea maximă a energiei în timpul comutării din conducție în blocare (W)

Tipul tiristorului	W_{RQM} (mWs)
T3F, T6F	10
T10F, T16F	15
T22F, T25F, T30F	25
T50F, T63F, T80F	45
T195F, T290F	55
T600F	80

În cazul în care valoarea calculată $W_{RQ} \geq W_{RQM}$ din Tabelul 4.12 proiectantul are una din următoarele soluții:

- alege un tiristor cu clasă mai bună de t_q (implicit valorile Q , și I_{RRM} vor fi mai mici);

- modifică valorile componentelor din circuitul de comutare (R , C);

- utilizează o reactanță de comutare (inductanță saturabilă);

- dacă aplicația o permite, utilizează o diodă în antiparalel cu tiristorul care permite practic anularea energiei de comutație în tiristor.

Utilizarea unei reactanțe de comutație are un efect favorabil asupra solicitării la care este supus tiristorul. Curentul invers este limitat în acest caz la curentul de saturație al reactanței (forma de undă a curentului în cazul utilizării reactanței este dată în figura 4.55).

Timpul de revenire este în acest caz mai mare de câteva ori. Utilizarea unei rezistențe în paralel cu inductanța saturabilă permite optimizarea timpului de revenire.

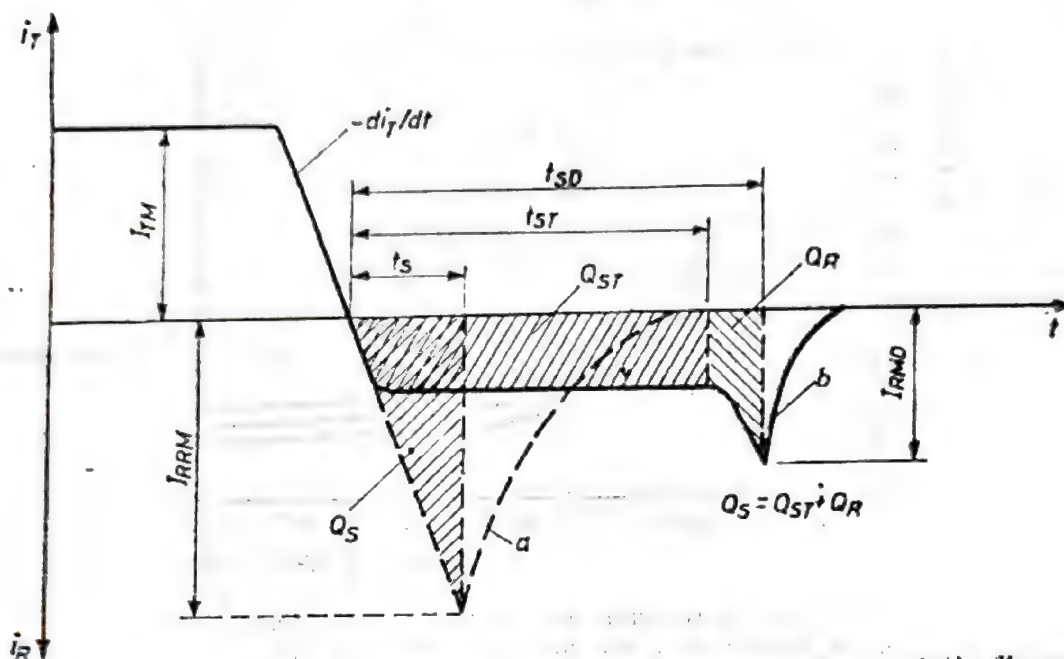


Fig. 4.55. Forma de undă a curentului prin tiristor în regimul de comutație din conducție în blocare în cazul utilizării unei reactanțe de comutație.

Calculul pierderilor de putere pentru această variantă se face astfel :

- Se determină valoarea sarcinii stocate Q_s cunoscând valorile I_{TM} și $-di/dt$;

- Se alege reactanța de comutare caracterizată de curentul de saturație I_{RSI} și de timpul de creștere t_{st} ;

- Se determină valoarea de vîrf a curentului invers I_{RM} ținînd cont de cele două situații posibile

— S1 : $Q_s \leq Q_{st}$ ($Q_{st} = I_{RSI} t_{st}$)

caz în care $I_{RRM} = I_{RSI}$

— S2 : $Q_s > Q_{st}$

caz în care $I_{RRM} = [I_{RSI}^2 + 2(Q_s - Q_{st}) di/dt]^{1/2}$

Determinarea puterii disipate în comutație se face în continuare cu relația (4.79).

Exemple de proiectare

1. Un tiristor T195F1200EFC trebuie să funcționeze în regim de conducție cu impulsuri dreptunghiulare de curent cu $I_{TM} = 200$ A, durata $T/2 = 500$ μ s și frecvența de repetiție $f_s = 1$ kHz. Viteza de variație a curentului este $\pm di_T/dt = 40$ A/ μ s. Tiristorul este supus după conducție la o tensiune inversă $V_{RM} = 800$ V, viteza de creștere a tensiunii inverse fiind $dv/dt = 1000$ V/ μ s.

- Care este energia disipată în timpul comutării din conducție în blocare?

- Care este puterea în timpul comutării din conducție în blocare?

- Care este temperatura maximă a capsulei, T_s , ținînd cont de puterea disipată în timpul comutării din conducție în blocare?

Din curbele de catalog $Q_s(-di_T/dt)$ ale tiristorului T195F pentru $I_{TM} = 200$ A și $-di/dt = 40$ A/ μ s, rezultă :

$$Q_s = 130 \mu\text{As}$$

$$I_{RRM} = \left[\left| -\frac{di_T}{dt} \right| 2Q_s \right]^{1/2} = [40 \text{ A}/\mu\text{s} \times 2 \times 130 \mu\text{As}]^{1/2} = 105 \text{ A}$$

Din figura 4.54 rezultă pentru tiristorul T195F la $dv_R/dt = 1000$ V/ μ s.

$$t_{fo} = 1,85 \mu\text{s},$$

Iar din valorile $V_{RM} = 800$ V și $dv_{RM}/dt = 1000$ V/ μ s, rezultă

$$t_0 = \frac{V_{RM}}{dv_R/dt} = \frac{800\text{V}}{1000 \text{ V}/\mu\text{s}} = 0,8 \mu\text{s}.$$

Deoarece $t_{fo} > t_0$, puterea în comutație P_{RQ} se calculează cu relația (4.79)

$$I_{RO} = \frac{I_{RRM}}{t_{fo}} (t_{fo} - t_0) = \frac{105\text{A}}{1,45/\mu\text{s}} (1,45/\mu\text{s} - 0,8 \mu\text{s}) \approx 47 \text{ A},$$

$$P_{RQ} = \frac{(I_{RRM}/6 + I_{RO}/3) V_{RM} t_0 + I_{RO} V_{RM} (t_{fo} - t_0)/2}{t_{fo}} =$$

$$= \frac{(105\text{A}/6 + 47\text{A}/3) \times 800\text{V} \times 0,8 \mu\text{s} + 47\text{A} \times 800\text{V} (1,45 \mu\text{s} - 0,8 \mu\text{s})/2}{1,45 \mu\text{s}} =$$

$$= 25\,660 \text{ W},$$

$$W_{RQ} = P_{RQ} t_{fo} \approx 47,5 \text{ mWs}.$$

Din tabelul 4.11, pentru T195F avem $W_{RQM} = 55$ mWs, deci cum $W_{RQ} < W_{RQM}$ rezultă că nu sînt necesare precauții pentru reducerea energiei de comutație (reactanță de comutație etc.). Puterea medie suplimentară datorată comutației este

$$P_{RQAV} = P_{RQ} \times t_{fo} \times f_0 = 25.660\text{W} \times 1,85 \mu\text{s} \times 10^3\text{s}^{-1} = 47,5 \text{ W}.$$

Supracreșterea de temperatură datorată puterii disipate la comutarea din conducție în blocare este

$$\Delta T_{fo} = P_{RQAV} R_{th fo} = 47,5 \text{ W} \times 0,127^\circ\text{C}/\text{W} \approx 6,1^\circ\text{C}.$$

Avînd în vedere puterea disipată în conducție (vezi exemplul dat la utilizarea diagramei PAC), rezultă că $T_{c max}$ trebuie redus de la valoarea $T_c = 103,5^\circ\text{C}$ la valoarea

$$T_0 = 103,5^\circ\text{C} - 6,1^\circ\text{C} = 97,4^\circ\text{C}$$

2. Utilizarea reactanței de comutare

Un tiristor cu răcire unilaterală (bază plată) are un regim de conducție cu impulsuri dreptunghiulare cu $I_{TM} = 550$ A, $\pm di/dt = 100$ A/ μ s, cu durata $T_0/4 = 100 \mu\text{s}$ și cu frecvența de repetiție $f_0 = 2,5$ kHz. Tensiunea de blocare înainte de comutație este $V_{DM} = 500$ V. După comutație tiristorul este polarizat invers la $V_{RM} = 900$ V, $dv_R/dt = 600$ v/ μ s.

— Ce sistem de răcire trebuie utilizat în acest caz?

Valoarea $I_{TM} = 550$ A, orientează opțiunile spre tiristoarele rapide în capsula E50 (T195F sau T 290F).

Din diagrama PAC a tiristorului T195F, timpul de extindere al ariei de conducție la comutație este $t_r + t_{sp} = 90 \mu\text{s}$. Durata stării de conducție $t_p = 100 \mu\text{s} > 0,6 (t_r + t_{sp}) = 54 \mu\text{s}$, permite utilizarea tiristorului T195F în această aplicație.

Curentul eficace este :

$$I_{TRMS} = I_{TM} \left[\frac{t_0}{T} \right]^{1/2} = 500\text{A} \left[\frac{T/4}{T} \right]^{1/2} = 275 \text{ A}$$

deci $I_{TRMS} < I_{TRMSM} = 450$ A dat în catalog pentru T195F.

Avînd în vedere că frecvența de lucru $f_0 = 2,5$ kHz > 50 Hz din curba $di/dt_{crit}(f_0)$ — vezi figura 4.12, valoarea limită a parametrului di/dt_{crit} trebuie corectată cu factorul $C = 0,41$.

$$di/dt_{mas} = C di/dt_{crit} = 0,41 \cdot 200 \text{ A}/\mu\text{s} = 82 \text{ A}/\mu\text{s}.$$

Rezultă că pentru a utiliza tiristorul T195F în condițiile $f_0 = 2,5 \text{ kHz}$ și $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ este necesară utilizarea unei reactanțe de comutație.

Alegând un curent de palier $I_{ST} = 40 \text{ A}$ (rezonabil de obținut cu o rezistență conectată în paralel pe inductanță) se poate construi o diagramă pentru determinarea timpului de menținere a curentului de palier cu aceea din figura 4.56.

Utilizând diagrama PAC a tiristorului T195F se determină prin integrare grafică puterea corespunzătoare regimului de comutație și conducție (conform figurilor 4.57 și 4.58), rezultă

$$t_p = 105 \mu\text{s} \text{ și } P_{TP} = 1850 \text{ W.}$$

Puterea medie corespunzătoare regimului de conducție și comutație este $P_{TPAV} = P_{TP} t_p f_0 = 1850 \text{ W} \times 105 \mu\text{s} \times 2,5 \times 10^3 \text{ s}^{-1} \approx 486 \text{ W.}$

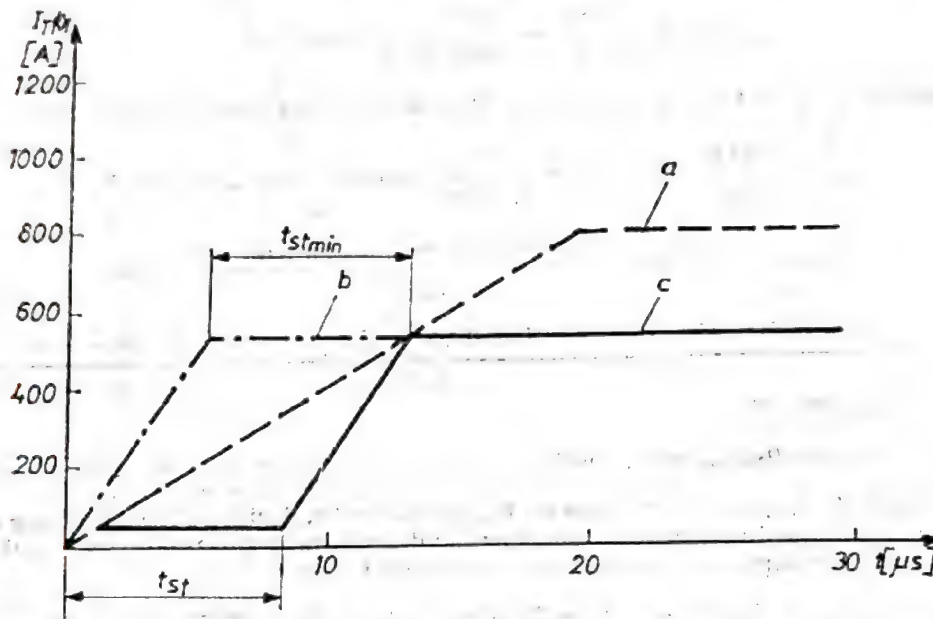


Fig. 4.56. Diagramă pentru determinarea parametrilor reactanței de comutație. (a) Forma de undă limită a curentului de conducție pentru tiristorul T195F ($I_{TM} = 800 \text{ A}$, $di/dt_{crit} = 82 \text{ A}/\mu\text{s}$) la $f_0 = 2,5 \text{ kHz}$ (conform datelor de catalog). (b) Forma de undă a curentului în cazul cînd nu se utilizează reactanța de comutație ($I_{TM} = 450 \text{ A}$, $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$) (c) Forma de undă a curentului în cazul utilizării unei reactanțe de comutație a curentului de prag $I_{ST} = 40 \text{ A}$ și $t_{st} \approx 8 \mu\text{s}$.

Creșterea de temperatură datorată acestei puteri este

$$\begin{aligned} \Delta T_{j_{c1}} &= P_{TPAV} R_{th j-c} = P_{TPAV} (R_{th j-c|DC} + \Delta r_{15^\circ}) = \\ &= 486 \text{ W} (0,12^\circ\text{C/W} + 0,04^\circ\text{C/W}) \approx 77^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Deci creșterea de temperatură datorată regimului de comutație și conducție este $\Delta T_{j_{c1}} \approx 77^\circ\text{C}$.

Pentru calcularea supracreșterii de temperatură datorată puterii disipate în timpul comutării din conducție în blocare procedăm astfel:

— din diagrama de proiectare a reactanței (vezi figura 4.56), avem:

$$I_{RST} = I_{ST} = 40 \text{ A}$$

$$t_{st} = 7,8 \mu\text{s}$$

$$Q_{st} = I_{RST} t_{st} = 310 \mu\text{As}$$

— din datele de catalog pentru T195F la $I_{TM} = 550 \text{ A}$ și $di_T/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$, avem:

$$Q_s \approx 260 \mu\text{As} < Q_{st} = 310 \mu\text{As}$$

deci:

$$I_{RMD} = I_{RST} = 40 \text{ A} = I_{RRM}.$$

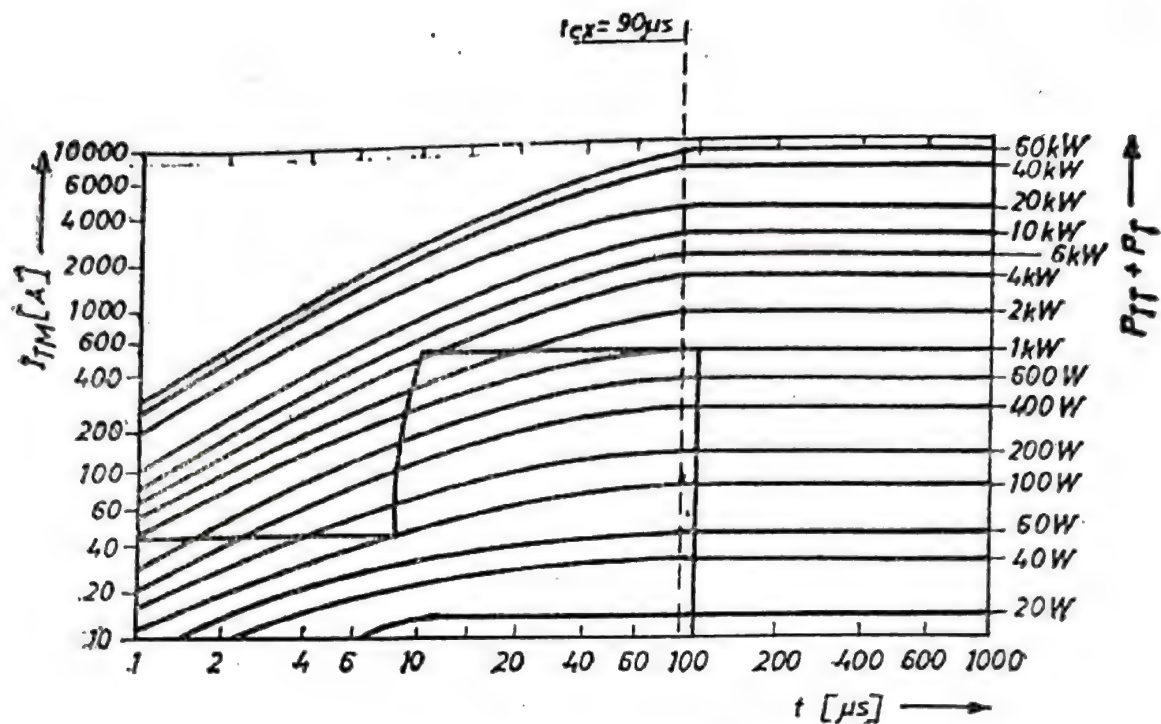


Fig. 4.57. Diagrama PAC a tiristorului T195F pentru aplicația dată.

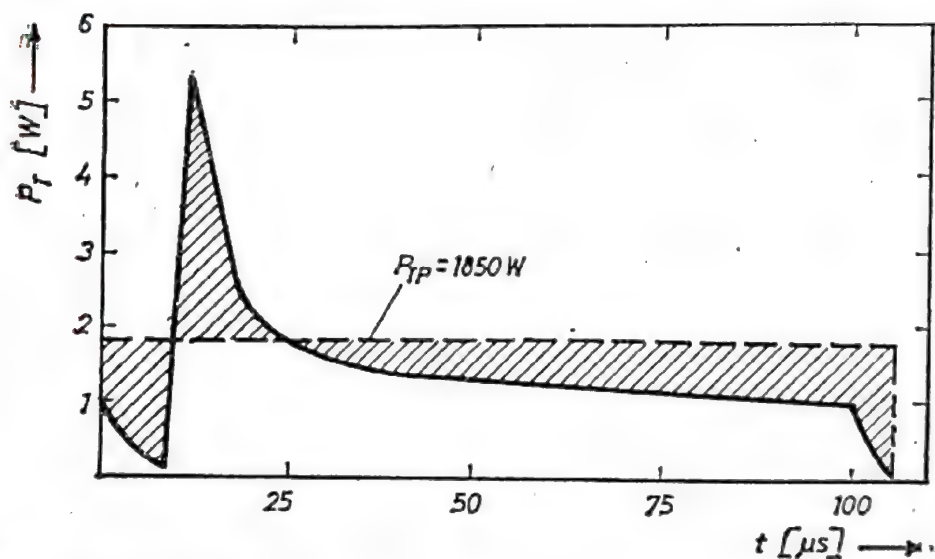


Fig. 4.58. Diagramă pentru determinarea grafică a puterii medii corespunzătoare regimului de comutație și conducție.

— din figura 4.54 pentru tiristorul T195F la $dv_R/dt = 600 \text{ V}/\mu\text{s}$, avem $t_{FO} = 1,5 \mu\text{s}$.

Timpul de creștere al tensiunii inverse în cazul aplicației date este :

$$t_0 = \frac{V_R}{dv_R/dt} = \frac{800\text{V}}{600 \text{ V}/\mu\text{s}} = 1,5 \mu\text{s}$$

deci, cum $t_{FO} = t_0$, vom calcula puterea de comutație din conducție în blocare cu relația (4.78)

$$P_{RQ} = \frac{(dv_R/dt) t_{FO} I_{RRM}}{6} = \frac{600 \text{ V}/\mu\text{s} \times 1,5 \mu\text{s} \times 40\text{A}}{6} = 6000\text{W},$$

Iar energia corespunzătoare este

$$W_{RQ} = P_{RQ} t_{fo} = 6000 \text{ W} \times 1,5 \mu\text{s} = 9 \text{ mWs} < W_{RQM} = 60 \text{ mWs}$$

(din Tabelul 4.11)

Puterea medie se calculează astfel

$$P_{RQAV} = P_{RQ} \frac{t_{fo}}{T} = 6000 \text{ W} \frac{1,5 \mu\text{s}}{400 \mu\text{s}} = 22,5 \text{ W},$$

Iar supracreșterea de temperatură

$$\Delta T_{jc1} = P_{RQAV} R_{th j-c}|_{\theta=90^\circ} = 22,5 \text{ W} \times 0,16^\circ\text{C/W} = 3,6^\circ\text{C}.$$

Valoarea maximă a temperaturii capsulei în funcționare se determină astfel:

$$T_{c \max} = T_{vj \max} - (\Delta T_{jc1} + \Delta T_{jc2}) = 125^\circ\text{C} - (77^\circ\text{C} + 3,6^\circ\text{C}) = 44,4^\circ\text{C}.$$

Sistemul de răcire utilizabil trebuie să satisfacă următoarea condiție:

$$R_{th c-a} \leq \frac{T_{c \max} - T_{a \max}}{P_{tot}}$$

Cum pentru sistemele de răcire cu aer $T_{a \max} = 40^\circ\text{C}$ rezultă că trebuie optat pentru un sistem de răcire cu apă ($T_{a \max} = 20^\circ\text{C}$), deci

$$R_{th c-a} \leq \frac{44,4^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C}}{486 \text{ W} + 22,5 \text{ W}} = 0,049^\circ\text{C/W}$$

Dacă nu se utilizează reactanța de comutare atunci

$$I_{RRM} = [|-di_T/dt| 2Q_s]^{1/2} = [100 \text{ A}/\mu\text{s} \times 2 \times 260 \mu\text{As}]^{1/2} = 230 \text{ A}$$

$$P_{RQ} = \frac{dv_R/dt t_{fo} I_{RRM}}{6} = \frac{600 \text{ V}/\mu\text{s} \times 1,5 \mu\text{s} \times 230 \text{ A}}{6} = 34.500 \text{ W și}$$

$$P_{RQAV} = 34.500 \frac{1,5 \mu\text{s}}{400 \mu\text{s}} \approx 130 \text{ W},$$

de circa 5,3 ori mai mare decât în cazul utilizării reactanței și $\Delta T_{jc2} = 20,8^\circ\text{C}$ — valoare ce exclude un sistem de răcire fizic realizabil.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Vătășescu ș.a., Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare, Editura Tehnică, București, 1975.
2. N. Iosif ș.a., Tiristoare și module de putere. Catalog. Editura Tehnică București, 1984.
3. * * * GENERAL ELECTRIC, SCR Manual Fifth Edition, Syracuse 1972.
4. R. J. Chaffin, Microwave Semiconductor Devices. Fundamentals and Radiation Effects, John Wiley and Sons Inc., 1973.
5. M. Udrea-Spenea, Defectarea joncțiunilor pn la aplicarea supratensiunilor. Notă tehnică, I.P.R.S. Băneasa, oct. 1985.
6. A. Blicher, Thyristor physics, Springer Verlag, New York 1976.
7. M. Udrea-Spenea, Stabilitatea termică în funcționare a joncțiunilor pn. Notă tehnică, I.P.R.S. Băneasa, feb. 1984.
8. W. Bösterling, Concerning the turn-on and turn-off power losses in fast thyristors, Technical Information 4, AEG-TELEFUNKEN.
9. * * * AEG-TELEFUNKEN, Gate turn-off thyristors, Technical Data, 1985.
10. W. Bösterling, K. A. Rütther, A. Tscharn, Dynamic Characteristics of Thyristors — Today Technical Information 9, AEG-TELEFUNKEN.

5. Măsurarea și verificarea caracteristicilor

După cum am arătat anterior caracteristicile dispozitivelor semiconductoare sînt mărimi accesibile măsurării sau verificării cantitative. Pentru a evita ambiguitățile ce pot rezulta din modalitățile diferite de măsurare și verificare, *metodele de măsură și de verificare sînt precizate complet în documentele normative* (standarde tehnice de ramură, caiete de sarcini) și standarde de stat (STAS-uri). Mai mult, avînd în vedere *concordanța standardelor din R.S.R. cu standardele internaționale (CEI, Interelectro) și cu standardele din țările industriale avansate (Franța, RFG, SUA etc.)*, se poate afirma că există o mare similitudine între modul de măsurare și verificare a caracteristicilor dispozitivelor semiconductoare de putere fabricate la *IPRS-BĂNEASA* și cel practicat de firmele similare din lume. Este asigurată astfel posibilitatea intersanjabilității dispozitivelor realizate de diferiți producători în baza precizării valorii cîtorva caracteristici.

În mod uzual există mai multe tehnici de evaluare a unei caracteristici :

- *Măsurarea directă* — utilizînd un aparat specializat de măsurare a mărimii fizice respective (curent, tensiune, forță, frecvență etc.). Precizia cu care se măsoară caracteristica depinde în principal de clasa de precizie a aparatului.

- *Măsurare indirectă* — în situația în care o caracteristică este descrisă printr-o relație matematică între două sau mai multe mărimi direct măsurabile. Astfel de mărimi sînt spre exemplu rezistența dinamică aparentă r_T , coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii de stabilizare α_{VZ} , puterea disipată etc. Precizia de evaluare a unei astfel de caracteristici este o funcție mai complicată ce depinde de clasele de precizie ale instrumentelor folosite și de relația ce se stabilește între mărimile direct măsurabile.

- *Determinarea valorii unei caracteristici* — în baza măsurării unor mărimi și a cunoașterii variației unor parametri cu aceste mărimi se determină prin *calcul* valoarea caracteristicii. Este cazul, spre exemplu, al rezistenței termice care se determină prin calcul, cunoscînd dependența liniară a tensiunii în condiție cu temperatura.

În principiu precizia determinării depinde pe de o parte de clasa de precizie a aparatelor utilizate la măsurarea directă a unora din mărimi și pe de altă parte de gradul de concordanță al variației parametrului utilizat al dispozitivului respectiv cu variația tipică presupusă.

- *Verificarea unei caracteristici* — în situația în care o caracteristică se referă la comportarea dispozitivului la o anumită solicitare și nu există o mărime direct măsurabilă care să descrie comportarea dispozitivului în

timpul solicitării se utilizează următoarea metodă de evaluare a caracteristicii :

- se măsoară una sau mai multe caracteristici semnificative înainte de aplicarea solicitării (se aleg în general caracteristicile ce sînt cel mai puternic afectate de solicitare) ;

- se aplică solicitarea prevăzută ;

- la un timp după încetarea solicitării (timp necesar pentru revenirea dispozitivului în starea de echilibru) se remăsoară caracteristicile semnificative (bineînțeleas în condițiile identice cu cele dinaintea solicitării).

În urma comparației între valorile măsurate înainte și după aplicarea solicitării se stabilește conformitatea dispozitivului din punctul de vedere al caracteristicii verificate. În general, cum la verificarea unei caracteristici de acest tip rezultatul este calitativ (corespunde, nu corespunde) este importantă precizia cu care se măsoară caracteristicile semnificative înainte și după solicitare (definită de clasa de precizie a aparatelor folosite) precum și precizia instrumentelor cu care se aplică solicitarea (atenție, în general prin depășirea nivelului prescripționat pentru o solicitare se poate depăși sistemul de valori limită absolută).

5.1. Verificarea caracteristicilor mecanice

Verificarea caracteristicilor mecanice pentru un dispozitiv semiconductor de putere presupune :

- *Verificarea conformității dimensionale și constructive a dispozitivului* care se face cu instrumente uzuale de măsurare a dimensiunilor (șubler, micrometru) sau cu instrumente speciale de măsurare a planeității și rugozității pentru zonele de contact termic și electric. În cazul în care este necesar, se poate proceda și la o analiză aprofundată a materialelor utilizate în construcția dispozitivului. Această analiză este posibilă doar în laboratoare specializate pentru astfel de determinări ;

- *Verificarea comportării dispozitivului la solicitările mecanice prevăzute în sistemul de valori limită absolută mecanice.*

Cum modul de verificare este descris în amănunțime în standardele menționate în §4.2 și în documentele normative ale produselor nu vom proceda la descrierea lor. Vom face totuși o recomandare : *este imperativă respectarea cu strictețe a tuturor etapelor prevăzute pentru efectuarea unei astfel de verificări* (precon condiționarea, respectiv pregătirea probelor în vederea încercării, condiționarea, respectiv aplicarea solicitării cu respectarea strictă a gradului de severitate prevăzut și [post]con condiționarea, asigurarea perioadei necesare pentru revenirea în stare de echilibru).

Verificarea conformității dispozitivului se face prin evaluarea integrității mecanice a capsulei (examen vizual obișnuit sau cu mijloace optice de mărire : lupă, microscop) și prin măsurarea unor caracteristici electrice semnificative (curent invers, tensiune în conducție etc.).

5.2. Verificarea caracteristicilor climatice

Verificarea caracteristicilor climatice pentru un dispozitiv semiconductor de putere presupune :

- *Verificarea conformității tipurilor și grosimilor acoperirilor de protecție* (acoperiri electrochimice, eloxări, lăcuiri). Aceste verificări se fac pe baza metodologiilor elaborate de institute specializate (ICPE) în laboratoare specializate, dotate în mod corespunzător.

- *Verificarea comportării dispozitivelor la solicitările climatice prevăzute în sistemul de valori limită absolută climatice.*

Modul de efectuare al încercărilor climatice este descris în amănunțime în standardele de încercări climatice în § 4.2. Severitatea încercărilor, criteriile de evaluare și verificarea după solicitare sînt prevăzute în documentele normative ale dispozitivului. Ca și în cazul verificărilor caracteristicilor mecanice *este imperios necesară respectarea cu strictețe a secvenței de încercare și a severității solicitării.*

Menționăm de asemenea că proiectantul (respectiv realizatorul) de echipamente poate asigura protecții superioare din punct de vedere climatic chiar în condițiile utilizării unor dispozitive normale ca performanțe. Metodele recomandate constau în aplicarea unor lacuri de protecție sau de compundare a cablajelor, în realizarea unor carcase judicioase proiectate care asigură protecția la acțiunea agenților agresivi (umezeală, praf etc.)

5.3. Măsurarea și verificarea caracteristicilor electrice

Măsurarea (verificarea) caracteristicilor electrice constituie un instrument de evaluare folosit de producător și utilizator în următoarele situații :

- *În timpul procesului de fabricație* a dispozitivelor pentru evaluarea calității și stabilității unor procese tehnologice. Astfel, pentru evaluarea proceselor de impurificare controlată se pot măsura tensiuni de străpun-gere, caracteristici de aprindere, tensiuni în conducție, etc. Evaluarea proceselor de montaj (lipiri, alieri, suduri) se face în general prin măsurarea caracteristicilor de conducție, a rezistenței și impedanței termice tranzitorii. Metodele de măsurare sînt stabilite în aceste cazuri de producător.

- *Pentru sortarea finală a dispozitivelor* — în acest caz măsurătorile stabilesc conformitatea produsului cu documentele normative și se execută în condiții precizate. Aceste măsurători trebuie să dea rezultate reproduc-tibile în cazul repetării lor.

- *Pentru controlul de calitate la recepționarea produselor* — în acest caz măsurătorile se execută fie la producător fie la utilizator pe eșantioane alese conform metodologiei standardizate de controlul statistic. Condi-țiile și metodele de măsurare sînt în conformitate cu documentele norma-tive ale produsului.

- *Pentru caracterizarea produsului* — în acest caz măsurătorile se efectuează în vederea stabilirii complete a performanțelor unui dispozitiv. *Condițiile și metodele de măsurare sînt în acest caz diferite de cele prevăzute în documentele normative.* Pe baza acestor măsurători se obțin informații despre evoluția în timp a valorilor tipice, despre stabilitatea proceselor

tehnologice. De asemenea, aceste măsurători se pun la dispoziția utilizatorilor (prin cataloage, note tehnice etc.)

Condițiile standard normale în care se efectuează măsurătorile și încercările sînt următoarele :

- temperatura mediului ambiant : $25 \pm 5^\circ\text{C}$
- umiditatea relativă : max. 80%
- presiunea atmosferică : 98,4 ... 102 kPa
- frecvența rețelei de alimentare : $50 \text{ Hz} \pm 3 \text{ Hz}$

De asemenea, în schemele de măsură de principiu date în normele tehnice, abaterile de la valorile specificate pentru componente sînt de $\pm 5\%$.

Se admite, de asemenea, ca imprecizia maximă asupra unei valori măsurate în curent alternativ poate fi de 5% iar în curent continuu de 3%.

Pentru măsurarea caracteristicilor de conducție în curent continuu se admite un nivel maxim al pulsației vîrf la vîrf al sursei de curent de 10%. Pentru măsurarea caracteristicilor inverse și de blocare, nivelul vîrf la vîrf al pulsației sursei de tensiune nu trebuie să depășească 1% ; de asemenea, nu trebuie să apară tensiuni tranzitorii care să depășească vreuna din valorile limită absolută.

Se impune de asemenea reducerea la cel mai mic nivel posibil al capacităților parazite și al inductanțelor reziduale. Toate măsurătorile se vor efectua în condiții de echilibru termic al dispozitivului.

5.3.1. Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de conducție

Măsurarea tensiunii în conducție.

Schema de principiu pentru măsurare este dată de figura 5.1.

Generatorul de curent trebuie să asigure injectarea unui curent cu valoare reglabilă. Forma de undă a curentului poate fi semisinusoidală sau trapezoidală. Factorul de umplere (raportul dintre durata impulsurilor

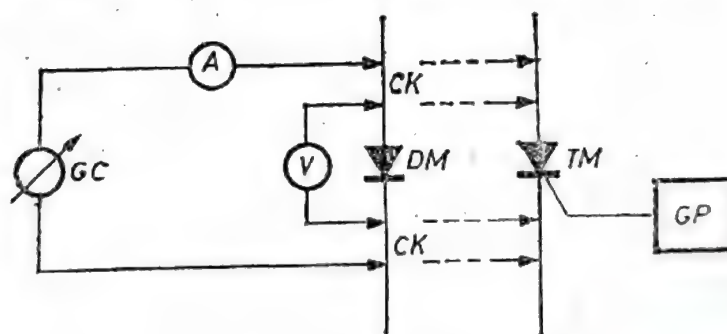


Fig. 5.1. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea tensiunii în conducție $V_F(V_T)$.

de curent și perioada lor de repetiție) trebuie să asigure condiția de echilibru termic a dispozitivului măsurat. Viteza de creștere a curentului (di/dt) va fi limitată la o valoare inferioară valorii limită absolută (fie prin construcția generatorului fie prin utilizarea unei inductanțe de limitare).

Ampermetrul (de tip analogic sau digital) trebuie să asigure măsurarea valorii de vîrf a curentului injectat. Ampermetrul se poate înlocui cu un

sunt calibrat avînd conectat în paralel un voltmetru de precizie corespunzătoare.

Voltmetrul (de tip analogic sau digital) trebuie să asigure măsurarea valorii tensiunii în conducție la un moment cit mai apropiat de momentul măsurării curentului.

Conectarea dispozitivului în circuitul de măsurare se va face în mod obligatoriu prin contacte Kelvin (contacte în 4 puncte).

Pentru tiristoare este necesară fie utilizarea unui generator de comandă pe poartă (comandat de generatorul de curent) fie realizarea amorsării prin conectarea porții la anod.

Schema permite efectuarea următoarelor măsurători :

- ridicarea caracteristicii $V_F(I_F)$ sau $V_T(I_T)$ și deducerea prin calcul a parametrilor V_{TO} și r_T pentru determinarea caracteristicii de aproximare a dispozitivului;

- măsurarea tensiunii maxime în conducție V_{FM} , respectiv V_{TM} , la curentul I_{FM} (respectiv I_{TM}) precizat în documentul normativ sau în datele de catalog.

Măsurarea curentului de menținere I_H .

Schema de principiu pentru măsurare este cea din figura 5.2.

Pentru măsurare se procedează în următorul mod : se aduce R_1 la valoarea minimă ($R_1 = 0$); se amorsează tiristorul prin închiderea întrerupătorului K (curentul prin tiristor este de aproximativ 1 A).

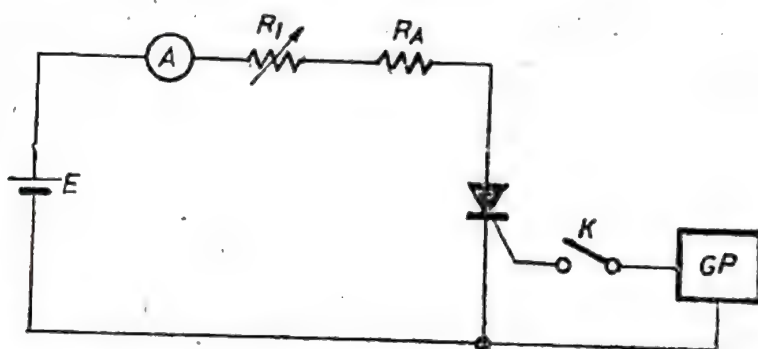


Fig. 5.2. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea curentului de menținere I_H .

$$I_T = \frac{V_D - V_T(1A)}{R_A} \approx \frac{6V - 1V}{5\Omega} = 1A$$

Se deschide întrerupătorul K și se mărește progresiv valoarea rezistenței R_1 . Se citește valoarea curentului în momentul ce precede dezamorsarea tiristorului (curentul scade brusc la zero). Utilizînd o incintă termostatăată se poate determina variația curentului de menținere I_H cu temperatura.

Măsurarea curentului de acroșaj I_L .

Schema de principiu pentru măsurare este cea din figura 5.3.

Modul de lucru este următorul : se închide întrerupătorul K , cu rezistența R_1 la valoarea maximă. După fiecare impuls de comandă pe

poartă curentul prin tiristor trebuie să se anuleze. Se micșorează treptat valoarea rezistenței R_1 (se crește în acest mod valoarea curentului I_T).

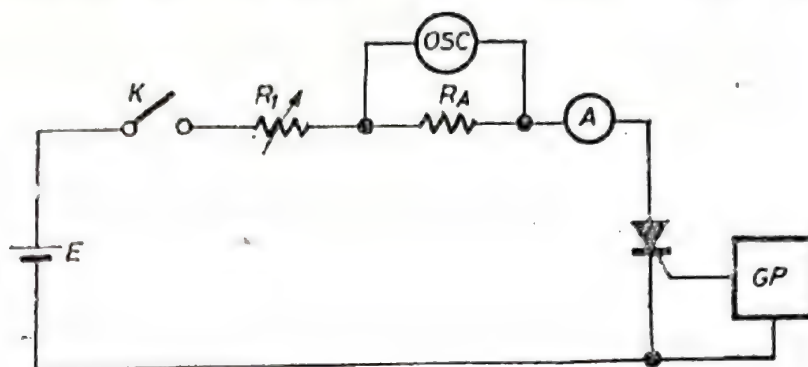


Fig. 5.3. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea curentului de acroșaj I_L .

Curentul de acroșaj I_L este curentul prin tiristor (măsurat pe ampermetru) pentru care la finele impulsului de comandă tiristorul rămâne în conducție (vezi figura 5.4)

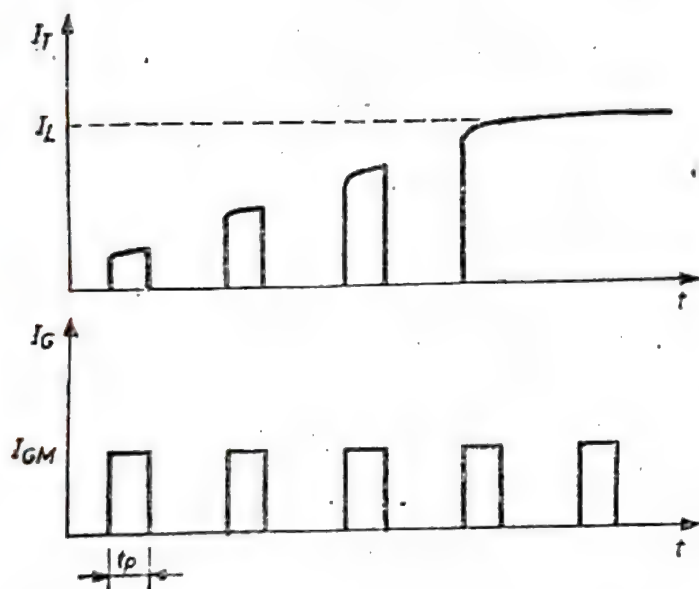


Fig. 5.4. Formele de undă vizualizate pe oscilosop la măsurarea curentului de acroșaj.

Utilizând o incintă termostatăată se poate măsura variația curentului de acroșaj I_L cu temperatura.

Măsurarea coeficientului de variație a tensiunii în conducție cu temperatura α_{VP} (α_{VT}).

Schema de principiu pentru măsurarea acestui parametru este cea din figura 5.5.

Sursa de curent și voltmetrul trebuie să fie de precizie corespunzătoare. Temperatura incintei trebuie să fie constantă pe perioada măsurătorilor. În mod uzual sînt folosite băi cu ulei termostatate care asigură o mare stabilitate a temperaturii. Se reglează curentul de măsură (în gene-

ral la o valoare cuprinsă în gama $10 \text{ mA} \dots 1 \text{ A}$) și se măsoară tensiunea în stare de conducție la temperatura reglată. Panta calculată a dreptei $V_F(T)$ sau $V_T(T)$ dă valoarea parametrului α_{VF} respectiv α_{VT} . Menționăm că în cazul tiristoarelor, pentru nivele mici ale curentului de polarizare pot să apară discontinuități în variația $V_T(T)$ datorate conducției parțiale (pe o arie limitată). În acest caz este necesară alegerea unui curent de polarizare mai mare.

Valorile tipice ale acestor coeficienți sînt $\alpha_{VF} = -1,8 \dots -2,1 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ pentru diode și $\alpha_{VT} = -2 \dots -2,5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$. Pentru curenți de conducție mari aceste valori nu mai sînt valabile (α_{VF} , α_{VT} devin pozitivi).

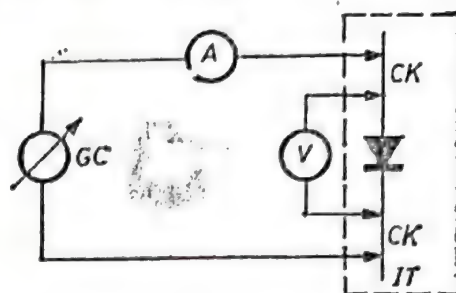


Fig. 5.5. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea coeficientului de variație cu temperatura a tensiunii în conducție $\alpha_{VF}(\alpha_{VT})$.

Verificarea comportării la suprasarcină de curent I_{FSM} , I_{TSM} .

Avînd în vedere că I_{FSM} și I_{TSM} sînt valori limită absolută, verificarea comportării dispozitivelor la această solicitare se face periodic (la repetarea probelor de tip) pe un eșantion restrîns. Verificarea constă în compararea unor parametrii electrici (I_{RM} , I_{DM} , V_{FM} , V_{TM}) înainte și după aplicarea solicitării. Schema de principiu a montajului pentru aplicarea suprasarcinii este cea din figura 5.6.

Întreprupătorul K trebuie să asigure prin închidere aplicarea unui singur impuls de suprasarcină de curent de formă sinusoidală cu durata de 10 ms (trebuie să fie comandat la trecerea prin zero a tensiunii de bornele transformatorului T_1 — zeci de $\text{A} \dots 20 \text{ kA}$. Concomitent, genera-

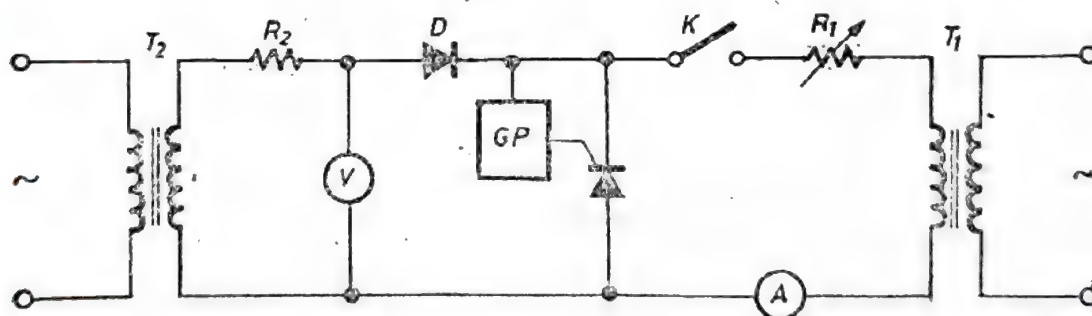


Fig. 5.6. Schema de principiu a montajului pentru încercarea tiristoarelor (diodelor) la solicitarea de suprasarcină de curent $I_{TSM}(I_{FSM})$.

torul de poartă trebuie să asigure comanda fermă de amorsare. Transformatorul T_2 asigură aplicarea tensiunii inverse — sute de V — pe tiristor după aplicarea impulsului de suprasarcină de curent (se aplică numai semialternanța negativă prin dioda D). În timpul aplicării tensiunii inverse, comanda pe poartă trebuie să fie anulată. Transformatoarele T_1 și T_2 sînt alimentate de la aceeași fază (pentru a asigura sincronizarea anulării curentului de suprasarcină cu aplicarea tensiunii inverse).

Verificarea comportării la diferite regimuri de curent de conducție :
 I_{TOV} , I_{TOVM} , I_{TINT} , I_{TM} , I_{TAV} , I_{Teff} .

În general buna funcționare în regimurile de curent de conducție definite ca valori limită absolută este validată prin măsurarea unor caracteristici electrice (V_{TM} , Z_{th} , R_{th} etc.). Periodic, la repetarea probelor de tip, se efectuează și încercări de funcționare în astfel de regimuri cu o durată precizată (de ex. 168 ore, 500 ore, 1000 ore). Efectul solicitării asupra dispozitivului este evaluat prin măsurarea unor caracteristici electrice (curenți inverși sau de blocare I_R , I_D , tensiune în stare de conducție V_{FM} , V_{TM}) după terminarea încercării.

5.3.2. Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de blocare și polarizare inversă

Măsurarea curenților reziduali I_{RM} , I_{DM} .

Schema de principiu pentru măsurarea acestor parametrii este dată în figura 5.7.

În funcție de precizările făcute în documentul normativ se reglează valoarea tensiunii inverse (sau de blocare în cazul tiristoarelor) și a temperaturii de referință a dispozitivului.

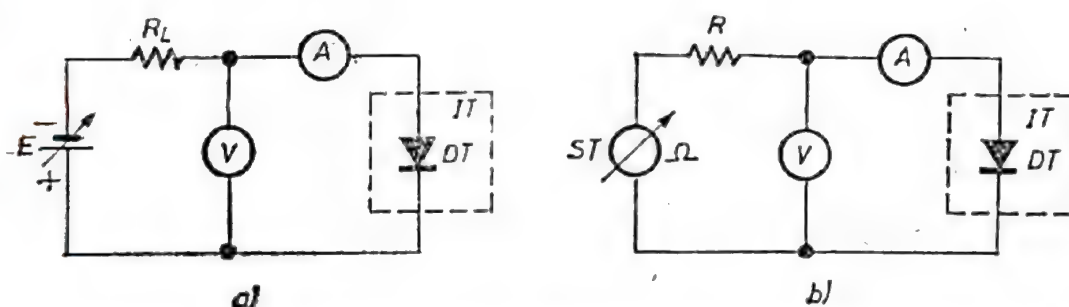


Fig. 5.7. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea curentului rezidual I_{DM} , I_{RM}
 (a) — curent continuu, (b) — curent semisinusoidal.

O precauție ce trebuie respectată la această măsurătoare este cea a respectării valorilor prescrise pentru valorile impuse dv/dt atât la diode cât și la tiristoare (vezi §4.2.4).

Verificarea comportării la aplicarea tensiunii inverse de vîrf accidentale V_{BSM} sau a tensiunii de vîrf accidentale în stare blocată V_{DSM} .

Schema de principiu pentru verificarea acestor valori limită absolută este cea din figura 5.8.

Cu întrerupătorul K deschis se reglează tensiunea sinusoidală la valoarea prescrisă în documentele normative.

Se reglează temperatura de referință cu ajutorul incintei termostatăte.

Se comandă închiderea întrerupătorului K pentru o semiperioadă. În situația în care documentul normativ prevede aplicarea mai multor impulsuri se va utiliza un comutator electronic programabil.

Modul de evaluare al comportării dispozitivului la această solicitare constă în compararea curentilor reziduali I_{RM} sau I_{DM} măsu- rați la tensiunile precizate în documentul normativ. În mod uzual $V_{RM} = V_{RWM}$ respectiv $V_{DM} = V_{RWM}$.

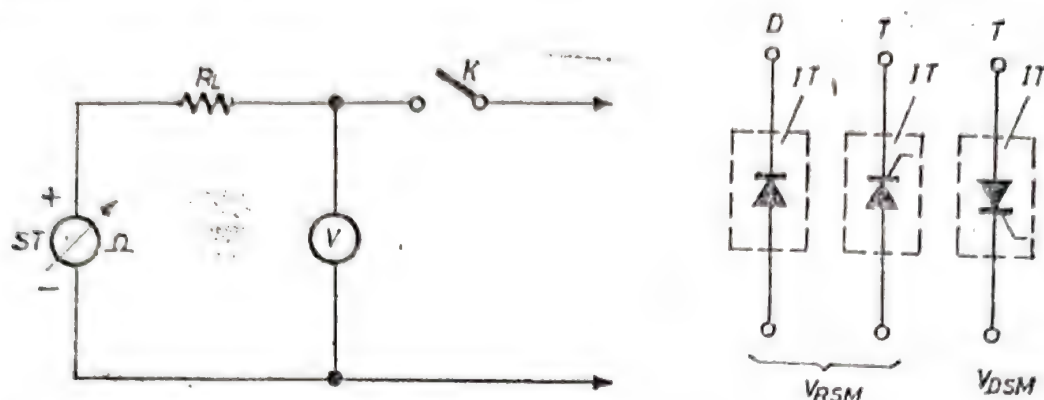


Fig. 5.8. Schema de principiu a montajului pentru încercarea diodelor și tiristoarelor la tensiune de suprasarcină V_{DSM} , V_{RSM} .

5.3.3. Măsurarea și verificarea caracteristicilor regimului de comutație din blocare în conducție

Măsurarea caracteristicilor de comutație a diodelor V_{fr} și t_{fr} .

Aceste caracteristici se definesc doar pentru diodele rapide destinate să lucreze în regim de comutație la frecvențe ridicate. Schema de principiu pentru măsurarea acestor caracteristici este dată în figura 5.9.

Se reglează nivelul curentului I_{FM} și panta de creștere a curentului di_F/dt în conformitate cu prevederile documentelor normative. Se vizuali-

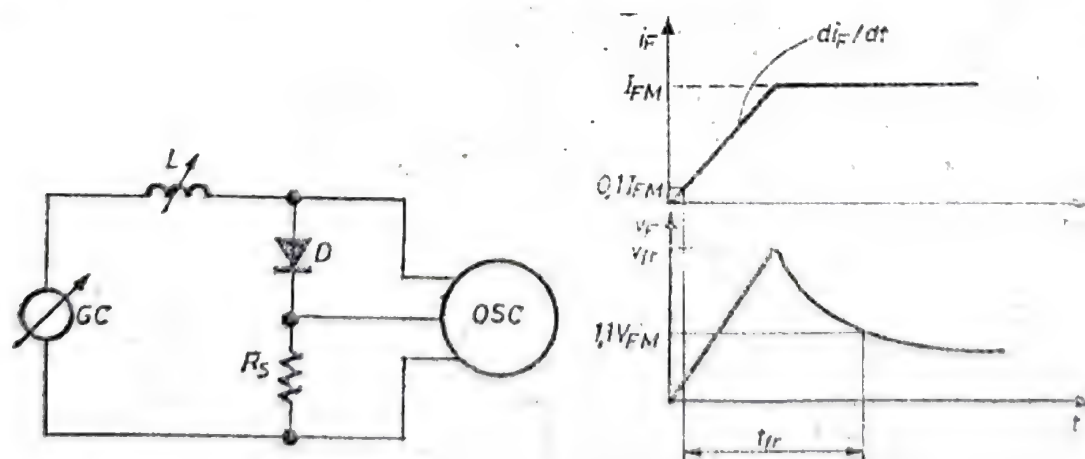


Fig. 5.9. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de revenire directă la diode. Formele de undă la comutarea în direct a diodelor.

zează pe osciloscopul cu 2 spoturi variația în timp a curentului și tensiunii pe diodă. Se citește valorile caracteristicilor V_{fr} și t_{fr} în conformitate cu diagramele de variație din figura 5.9.

Măsurarea timpului de amorsare a tiristoarelor t_{gr} .

Schema de principiu pentru măsurarea acestei caracteristici este dată în figura 5.10.

Se reglează tensiunea de blocare pe tiristor la valoarea prescrisă în documentul normativ al dispozitivului. Se comandă generatorul de poartă în vederea amorsării tiristorului. Se vizualizează pe osciloscopul cu două

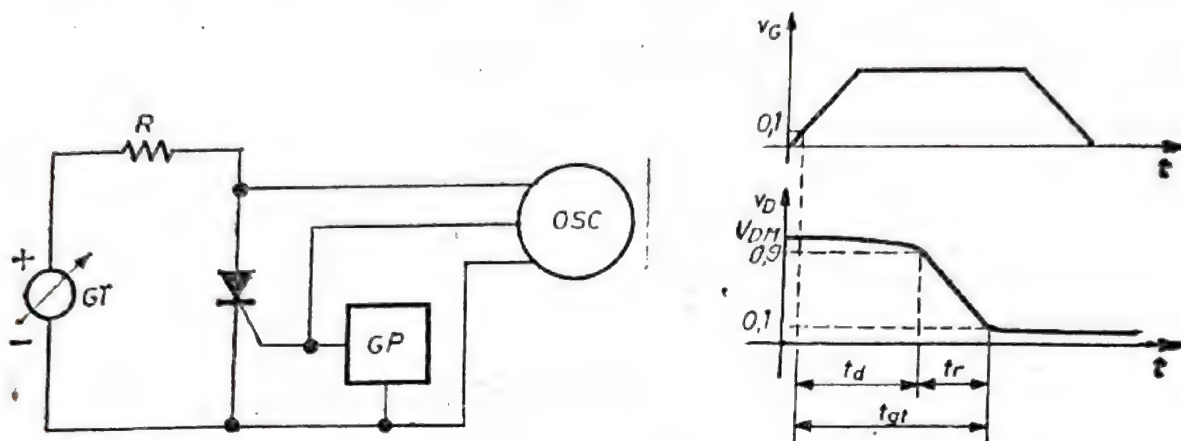


Fig. 5.10. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de amorsare pe poartă la tiristoare. Formele de undă la amorsarea tiristoarelor.

spoturi variația tensiunii anod-catod V_D și a tensiunii poartă-catod V_G . Se citesc valorile timpului de întârziere t_d și a timpului de creștere t_r , respectiv suma lor t_{gr} .

În mod uzual, tiristorul se comută la un curent de conducție, $I_T = 1 \dots 10$ A; în acest caz nu sînt necesare măsuri de precauție pentru limitarea di/dt prin tiristor. Temperatura la care se efectuează măsurătoarea este cea normală ($T_a = 25^\circ\text{C}$). Cînd este necesară evaluarea comportării la alte temperaturi (T_{amin} sau T_{amaz}) se plasează tiristorul într-o încălțată termostată.

Verificarea comportării la aplicarea $(di/dt)_c$ și $(di/dt)_r$.

Schema de principiu pentru verificarea celor două valori limită absolută este cea din figura 5.11.

Pentru verificarea comportării la $(di/dt)_c$ generatorul de comandă aplică un singur impuls de amorsare a tiristorului. Pentru verificarea com-

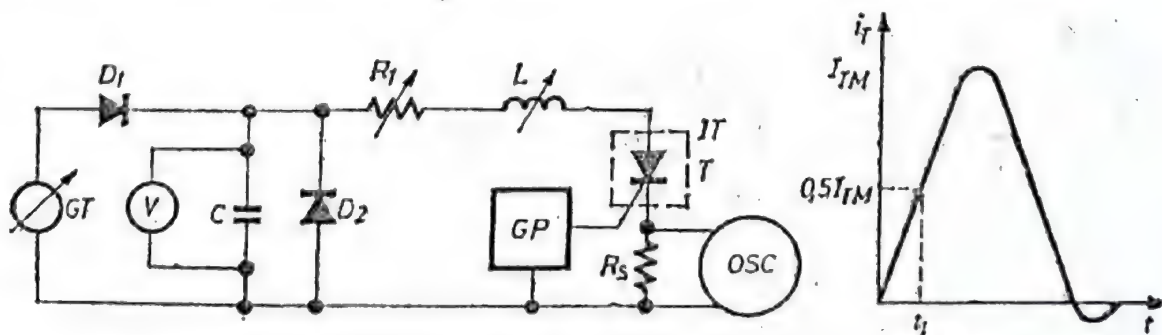


Fig. 5.11. Schema de principiu a montajului pentru încercarea tiristoarelor la solicitarea di/dt . Forma de undă a curentului în timpul încercării.

portării la (di/dt) , generatorul de comandă aplică repetitiv ($f = 50 \text{ Hz}$) impulsuri de amorsare a tiristorului.

Valorile elementelor de reglare a pantei și amplitudinii impulsului de curent se calculează cu relațiile :

$$C = 9,6 \frac{I_{TM} t_1}{V_{DM}}, \quad (5.1)$$

$$L = 1,7 \frac{V_{DM} t_1}{I_{TM}}, \quad (5.2)$$

$$R_1 = 0,55 \frac{V_{DM}}{I_{TM}}, \quad (5.3)$$

în care V_{DM} este tensiunea în stare de blocare înainte de aplicarea solicitării.

În această situație :

$$di/dt = 0,5 \frac{I_{TM}}{t_1}, \quad (5.4)$$

în care $t_1 \geq 1 \mu s$ și $I_{TM} \leq 2I_{TAV}$ sînt condiții obligatorii.

Evaluarea comportării dispozitivului la aceste solicitări se face prin compararea valorilor măsurate ale curenților reziduali I_{DM} și I_{RM} înainte și după aplicarea solicitării. Temperatura la care se execută solicitarea se reglează cu ajutorul incintei termostatare.

5.3.4. Măsurarea și verificarea caracteristicilor regimului de comutație din conducție în blocare

Măsurarea caracteristicilor t_{rr} , t_s și Q_s pentru diode.

Schema de principiu pentru măsurarea celor două caracteristici este cea din figura 5.12.

Se reglează generatorul de curent pentru curentul de conducție prin diodă precizat în documentul normativ ($I_{FM} = I_{FAV}$ în general). Se re-

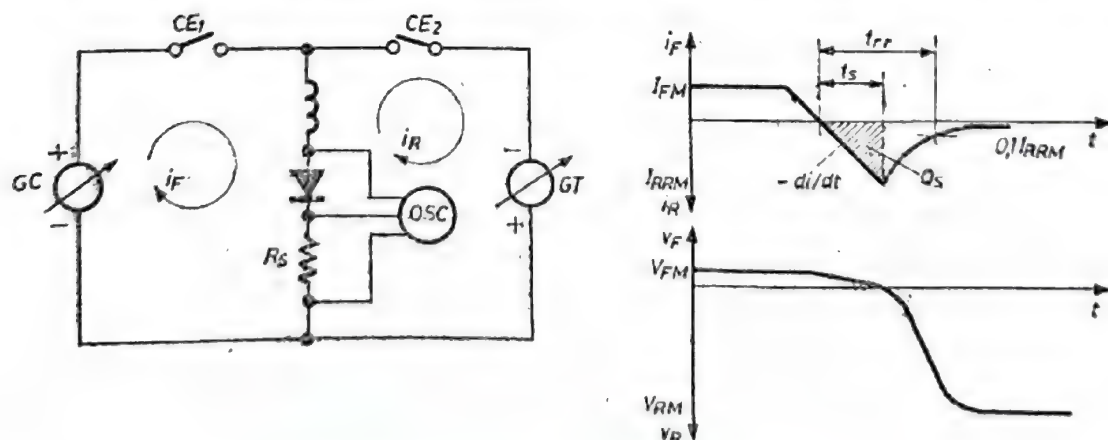


Fig. 5.12. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de revenire inversă t_{rr} .
Formele de undă la comutarea diodel.

glează generatorul de tensiune inversă și inductanța L pentru asigurarea condițiilor prevăzute în documentul normativ (V_{RM} și $-di/dt$). Comutatoarele electronice CE_1 și CE_2 trebuie să funcționeze sincronizat: deschiderea lui CE_2 trebuie să coincidă cu închiderea lui CE_1 . Pe forma de undă vizualizată la osciloscop se citesc valorile parametrilor t_s , t_{rr} și t_{RRM} .

Sarcina stocată în diodă se calculează cu relația

$$Q_s = \frac{1}{2} t_s I_{RRM} \quad (5.5)$$

Măsurarea caracteristicilor t_q , Q_s și Q_f pentru tiristoare.

Schema de principiu pentru măsurarea acestor parametri este dată în figura 5.13.

Se reglează nivelul curentului de conducție I_T (din generatorul de curent GC). Se reglează $-di/dt$ și V_{RM} cu ajutorul inductanței reglabile L și a sursei de tensiune inversă GT_1 . Se reglează dv/dt și V_{DM} cu ajutorul rezistenței R_2 și a generatorului de tensiune GT_2 . Se reglează temperatura

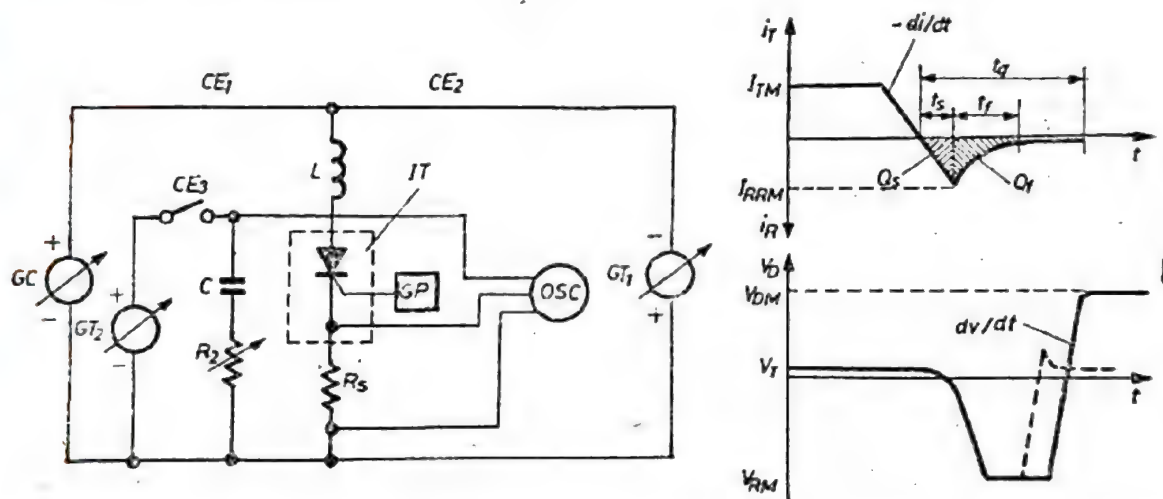


Fig. 5.13. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de blocare t_q pentru tiristoare. Formele de undă la blocarea tiristorului prin comutația circuitului.

în incinta termostatăată. Comutatoarele CE_1 și CE_2 sînt astfel comandate încît în momentul închiderii comutatorului CE_2 , CE_1 se deschide. Întrerupătorul CE_3 se închide după un interval Δt reglabil de la închiderea întreprupătorului CE_2 . Se crește continuu intervalul Δt pînă în momentul în care tiristorul nu mai rearmorează. Intervalul Δt corespunde timpului de dezamorsare al tiristorului, t_q . Din formele de undă vizualizate pe osciloscop se citesc valorile intervalelor t_s și t_f precum și valoarea curentului nvers de vîrf I_{RRM} care permit calcularea parametrilor Q_s și Q_f :

$$Q_s = \frac{1}{2} t_s I_{RRM} \quad (5.6)$$

$$Q_f = \frac{1}{2} \frac{t_f^2}{t_s} I_{RRM} \quad (5.7)$$

Măsurarea caracteristicilor de comutație pentru tiristoarele cu stingere pe poartă (GTO) t_{ga} și V_D .

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea timpului de comutare comandat pe poartă t_{ga} și al factorului de amplificare al porții V_D este dată în figura 5.14.

Prin reglarea GT_1 și R_1 se stabilește nivelul de curent în stare de conducție I_{TM} (precizat în documentul normativ) și nivelul tensiunii după blocare V_{DM} .

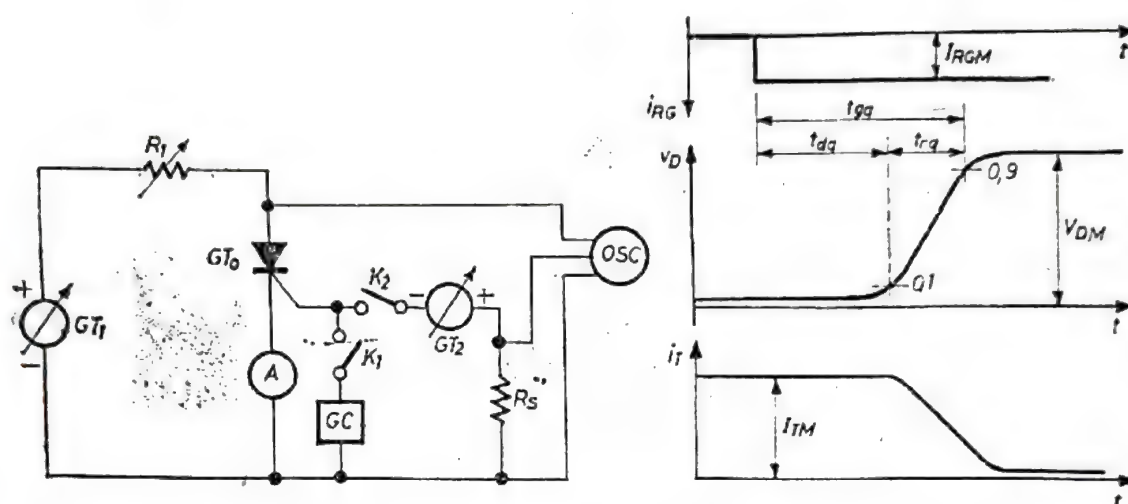


Fig. 5.14. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de stingere prin poartă t_{ga} pentru tiristoare cu stingere pe poartă (GTO). Formele de undă la stingerea tiristorului GTO.

Se amorsează tiristorul prin închiderea lui K_1 și deschiderea lui K_2 . După amorsare, se deschide comutatorul K_1 și se închide K_2 (nivelul curentului de stingere pe poartă I_{RGM} se reglează cu GT_2). Se citesc intervalele de timp corespunzătoare timpului de întârziere t_{dg} și a timpului de creștere t_{rg} .

Folosind același circuit se poate determina factorul de amplificare al porții, definit ca raportul dintre curentul de conducție I_{TM} și curentul de stingere extras prin poartă I_{RGM} .

Verificarea comportării tiristoarelor la aplicarea $(dv/dt)_{cr}$.

Schema de principiu a montajului care permite verificarea comportării la aplicarea $(dv/dt)_{cr}$ este dată în figura 5.15.

În conformitate cu precizările din documentul normativ al tiristorului se reglează $V_{DM} = 0,67 V_{DWM}$ și $T_{vj} = T_{vj \max}$.

Se reglează (cu ajutorul rezistenței R_1) mărimea intervalului τ corespunzătoare vitezei critice de creștere a tensiunii de blocare.

$$\tau = 0,632 \frac{V_{DM}}{(dv/dt)_{cr}} = 0,42 \frac{V_{DWM}}{(dv/dt)_{cr}} \quad (5.8)$$

Toate aceste reglaje se execută pe un tiristor etalon ce prezintă sigur o comportare bună la această solicitare.

Se verifică comportarea tiristoarelor urmărind forma de undă pe osciloscop. Cele care comută la aplicarea $(dv/dt)_{cr}$ sînt necorespunzătoare.

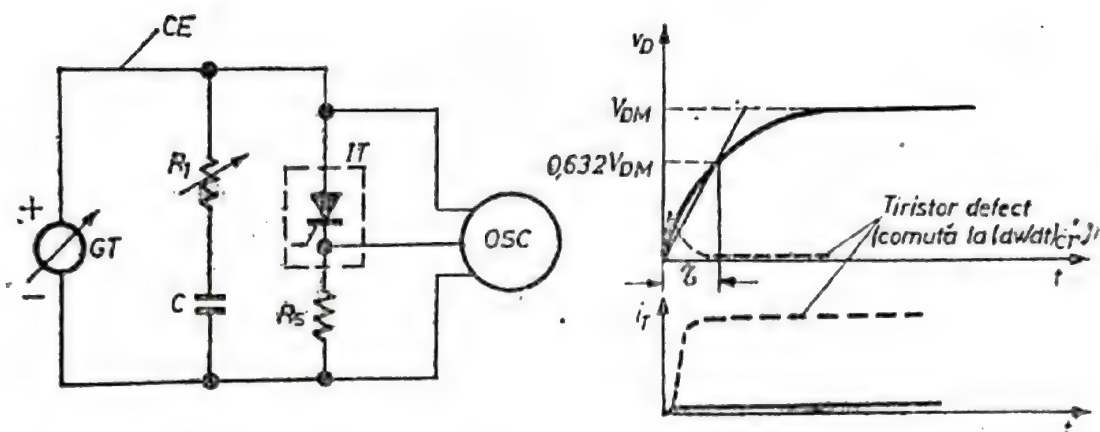


Fig. 5.15. Schema de principiu a montajului pentru încercarea tiristoarelor la solicitarea dv/dt . Formele de undă în timpul solicitării.

Verificarea comportării triacelor la aplicarea $(dv/dt)_{com}$.

Schema de principiu a montajului care permite verificarea comportării la aplicarea $(dv/dt)_{com}$ este dată în figura 5.16.

În conformitate cu precizările documentului normativ al triacului se reglează $V_{DM} = 0,67 V_{DWM}$, $T_{vj} = T_{vj\ max}$, di/dt .

Se reglează valoarea $(dv/dt)_c$ — estimat ca panta drepte care unește punctele corespunzătoare valorilor $0,1 V_{DM}$ și $0,63 V_{DM}$. Pentru reglare

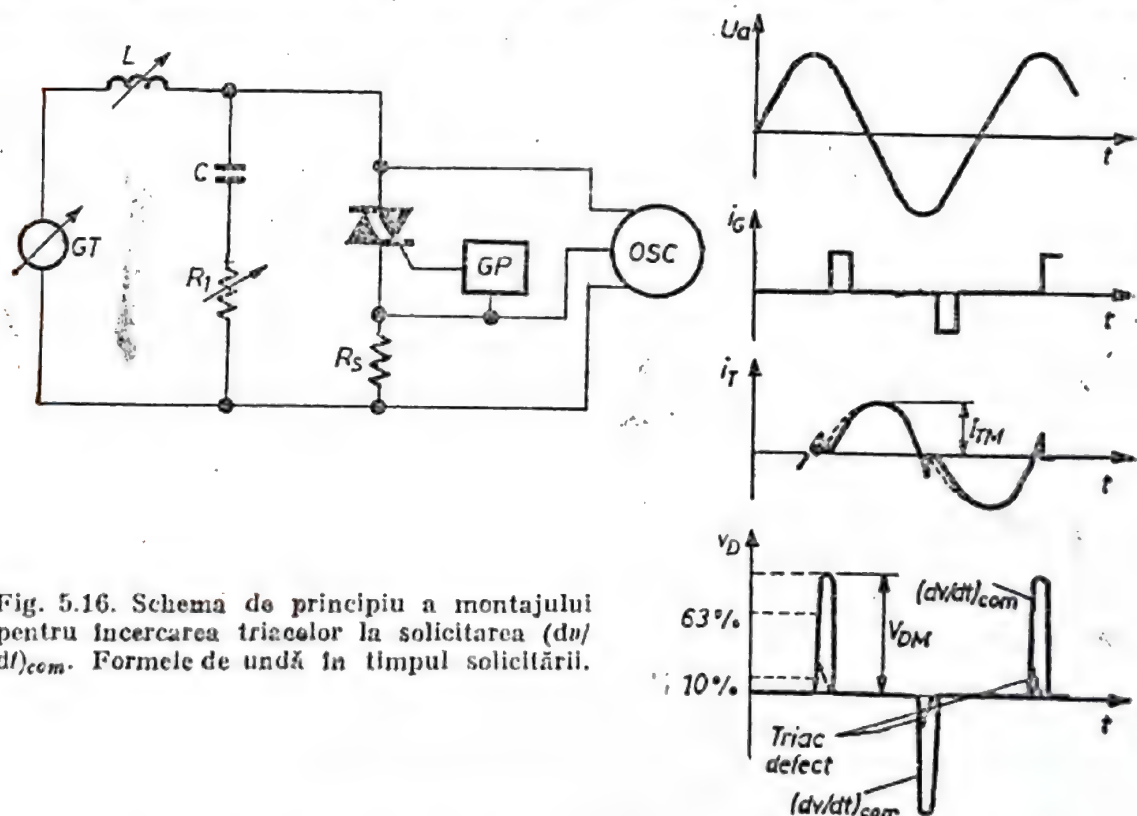


Fig. 5.16. Schema de principiu a montajului pentru încercarea triacelor la solicitarea $(dv/dt)_{com}$. Formele de undă în timpul solicitării.

se modifică R_1 și se vizualizează forma de undă pe osciloscop. Reglajele se execută cu un triac etalon ce corespunde prescripțiilor din documentul normativ. După efectuarea reglajelor se verifică triacele de testat. Triacele necorespunzătoare vor amorsa la aplicarea $(dv/dt)_{com}$ (forma de undă vizualizată pe osciloscop are alura celei punctate în figura 5.15, $i_T(t)$ și $v_D(t)$).

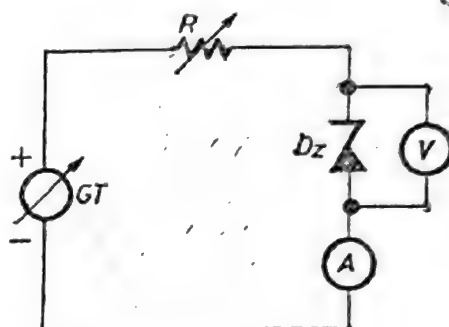
5.3.5. Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de avalanșă (stabilizare)

Măsurarea caracteristicii $V_Z(I_Z)$

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea caracteristicii de stabilizare $V_Z(I_Z)$ pentru diodele stabilizatoare de tensiune (Zener), este cea din figura 5.17.

Se reglează curentul de polarizare prin diodă (modificând R și GT) la valorile preserise în documentul normativ al produsului. I_{ZK} — pentru

Fig. 5.17. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea tensiunii de stabilizare nominale V_{ZT} și minime V_{ZK} pentru diode stabilizatoare.



măsurarea tensiunii minime de stabilizare V_{ZK} și I_{ZT} pentru măsurarea tensiunii nominale de stabilizare V_{ZT} . Curentul este citit pe ampermetrul A. Tensiunea pe diodă este citită pe voltmetrul V. Schema permite ridicarea completă a caracteristicii $V_Z(I_Z)$ prin măsurarea la mai mulți curenți a tensiunii de stabilizare.

Măsurarea rezistenței dinamice a caracteristicii de stabilizare r_{ZK} , r_{ZT} .

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea rezistenței dinamice pe caracteristica de stabilizare la un curent de polarizare precizat este dată în figura 5.18.

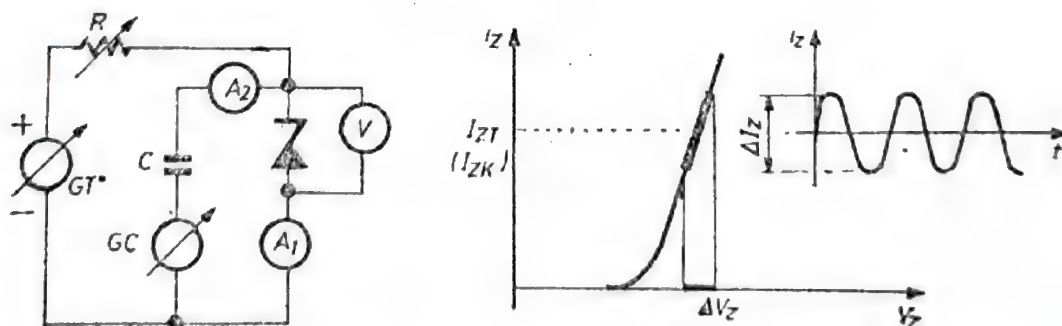


Fig. 5.18. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea rezistenței dinamice r_{ZT} pentru diode stabilizatoare de tensiune.

Se reglează curentul de polarizare al diodei (I_{ZT} , respectiv I_{ZK}) modificând corespunzător tensiunea GT și rezistența R . Se reglează variația vîrf la vîrf a curentului sinusoidal generat de GC . ($\Delta I_Z = 0,1 I_{ZK}$, respec-

tiv $0,1 I_{ZK}$). Se citește variația ΔV_Z corespunzătoare pe voltmetrul V . Se calculează valorile rezistenței dinamice cu una din relațiile :

$$r_{zT} = \left. \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z} \right|_{I_Z = I_{zT}} \quad (5.9)$$

$$r_{zK} = \left. \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z} \right|_{I_Z = I_{zK}} \quad (5.10)$$

Măsurarea coeficientului de variație cu temperatura a tensiunii de stabilizare α_{VZ}

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea coeficientului α_{VZ} este dată în figura 5.19.

Se reglează curentul de polarizare prin diodă I_{ZT} în conformitate cu precizările documentului normativ. Pentru această măsurătoare se recomandă ca incinta termostatăată să fie o baie cu ulei (pentru minimizarea

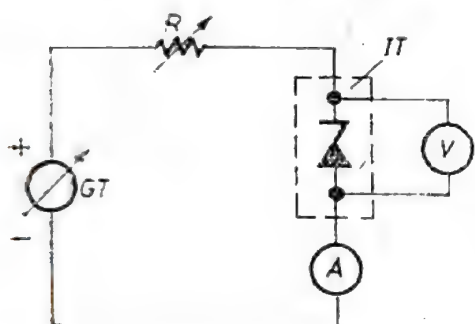


Fig. 5.19. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea coeficientului de variație a tensiunii de stabilizare cu temperatura α_{VZ} .

fluctuațiilor aleatoare ale temperaturii). Se măsoară tensiunea V_{ZT} la $T = T_a$ și la $T = T_{vj\ max}$ verificându-se menținerea riguros constantă a curentului de polarizare I_{ZT} .

Voltmetrul pentru citirea tensiunii V_{ZT} trebuie să aibă o rezoluție de cel puțin 1 mV.

Valoarea caracteristicii α_{VZ} se calculează cu una din relațiile :

$$\alpha_{VZ} = \frac{1}{V_{ZT\ nom}} \cdot \frac{V_{ZT} \big|_{T=T_{vj\ max}} - V_{ZT} \big|_{T=T_a}}{T_{vj\ max} - T_a} \quad (5.11)$$

atunci cînd α_{VZ} este exprimat în (ppm/°C) sau

$$\alpha_{VZ} = \frac{V_{ZT} \big|_{T=T_{vj\ max}} - V_{ZT} \big|_{T=T_a}}{T_{vj\ max} - T_a} \quad (5.12)$$

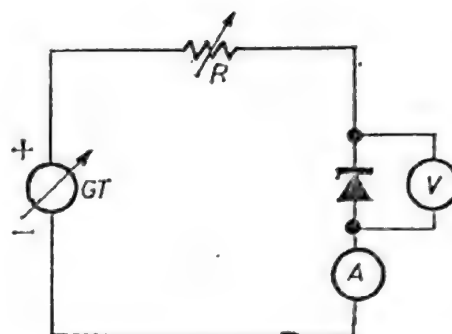
atunci cînd α_{VZ} este exprimat în (mV/°C)

Măsurarea tensiunii de străpungere V_{BR} pentru diodele cu avalanșă controlată

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea tensiunii de străpungere este dată în figura 5.20.

Se reglează nivelul curentului prin dioda polarizată în regim de avalanșă la valoarea precizată în documentul normativ al produsului. Se citește valoarea tensiunii pe diodă V_{BR} cu ajutorul voltmetrului V , valoarea curentului fiind citită pe ampermetrul A .

Fig. 5.20. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea tensiunii de avalanșă V_a pentru diode cu avalanșă controlată.



Verificarea comportării diodelor cu avalanșă controlată la aplicarea puterii în regim de avalanșă P_{RSM} .

Schema de principiu a montajului pentru verificarea comportării în regim de suprasarcină pe caracteristica de avalanșă este dată în figura 5.21.

Pentru stabilirea tensiunii U_c de încărcare a condensatorului C este necesară cunoașterea valorii caracteristice V_{BR} a dispozitivului testat.

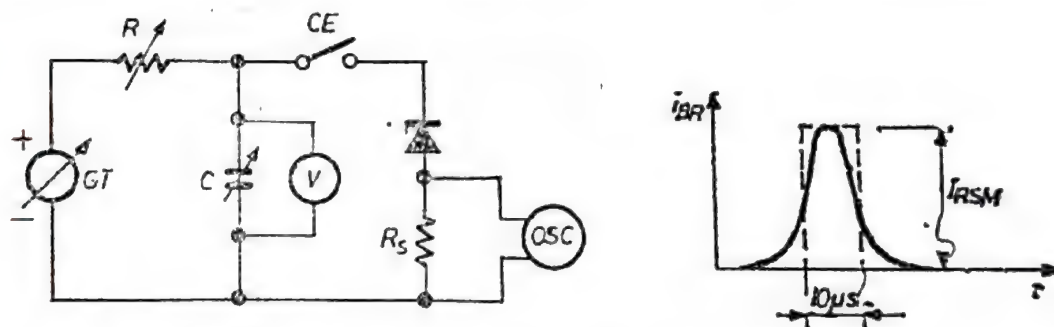


Fig. 5.21. Schema de principiu a montajului pentru încercarea la suprasarcină în regim de avalanșă P_{RSM} a diodelor cu avalanșă controlată. Forma de undă a curentului de suprasarcină.

Documentul normativ prevede o valoare limită pentru puterea impulsului de suprasarcină P_{RSM} . Curentul maxim în regim de avalanșă I_{RSM} este determinat în principiu de valoarea rezistenței de șunt R_s și de diferența între tensiunea de încărcare a condensatorului U_c și tensiunea de străpungere V_{BR}

$$I_{RSM} = \frac{U_c - V_{BR}}{R_s} \quad (5.13)$$

deoarece

$$P_{RSM} = V_{BR} I_{RSM} \quad (5.14)$$

rezultă

$$U_c = R_s \frac{P_{RSM}}{V_{BR}} + V_{BR} \quad (5.15)$$

În mod evident durata de $10 \mu s$ a impulsului este controlată în principal de constanta de timp $\tau = R_s C$.

Estimarea modului de comportare a diodelor supuse la această încercare se face prin compararea curentului rezidual I_{RM} măsurat înainte și după încercare.

Menționăm că diodele care nu corespund la această solicitare se deteriorează complet în timpul încercării (se scurtecircuitează).

5.3.6. Măsurarea și verificarea caracteristicilor electrice de poartă

Măsurarea caracteristicilor de amorsare I_{GT} , V_{GT} și a tensiunii de neamorsare V_{GD} .

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea caracteristicilor I_{GT} și V_{GT} este dată în figura 5.22.

Elementele circuitului anodic sînt standardizate (tensiunea $GT_1 = 6 \text{ V}$, $R_1 = 5 \Omega$)

Prin reglarea tensiunii furnizate de GT_2 și a rezistenței R_2 se obține amorsarea tiristorului (triacului). Momentul amorsării este dat de aprin-

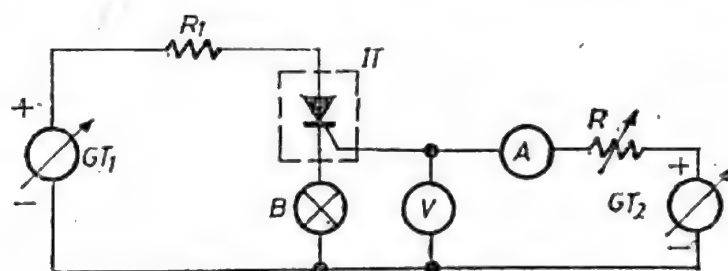


Fig. 5.22. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea caracteristicilor de poartă I_{GT} , V_{GT} , V_{GNT} pentru tiristoare și triace.

derea becului de control. Valoarea tensiunii poartă-catod măsurată în acest moment pe voltmetrul V este V_{GT} . Valoarea curentului măsurată pe ampermetrul A în momentul amorsării este I_{GT} .

Incinta termostatăată asigură temperaturile standard de măsurare ale acestor caracteristici $T_{vj \min}$, T_a , $T_{vj \max}$.

Valoarea maximă a tensiunii poartă-catod, citită pe voltmetrul V (în condiția $T_{vj} = T_{vj \max}$) care nu determină amorsarea tiristorului este valoarea măsurată a caracteristicii V_{GD} (tensiunea de neamorsare pe poartă).

5.3.7. Măsurarea caracteristicilor electrice cu trasorul de caracteristici

Trasorul de caracteristici (*curve tracer*, în lb. engleză) este un aparat complex care permite măsurarea unui mare număr de caracteristici specifice dispozitivelor semiconductoare de putere. Astfel de trasoare de caracteristici se utilizează în liniile de fabricație a dispozitivelor de putere în scopul efectuării unor măsurători pentru pilotarea procesului de fabricație.

De asemenea își dovedesc utilitatea în controlul de recepție al loturilor livrate la beneficiar.

În figura 5.23 este prezentată schema de principiu a unui trasor de caracteristici.

Generatorul de tensiune GT poate fi programat să lucreze într-unul din următoarele moduri :

— generator semisinusoidal ($f = 50 \text{ Hz}$) cu polaritate selectabilă (se poate selecta alternanța pozitivă sau negativă);

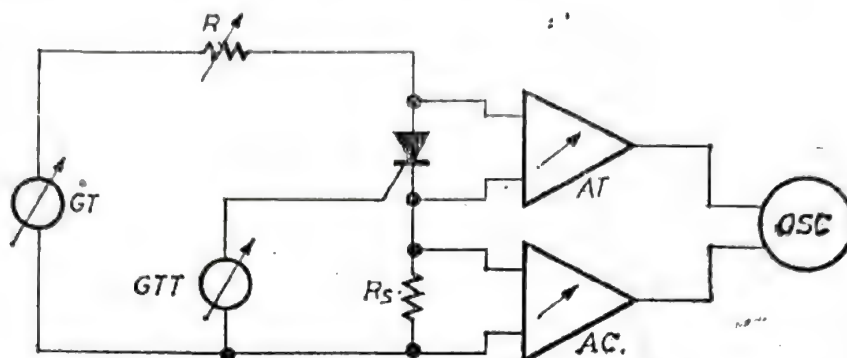


Fig. 5.23. Schema de principiu a trasorului de caracteristici.

— generator sinusoidal ($f = 50 \text{ Hz}$);

— generator de tensiune continuă cu polaritate selectabilă.

Generatorul este prevăzut cu un selector de game de tensiuni ($0 \text{ V} \dots 15 \text{ V}$, $0 \text{ V} \dots 75 \text{ V}$, $0 \text{ V} \dots 350 \text{ V}$; $0 \text{ V} \dots 1600 \text{ V}$). În fiecare gamă, tensiunea se poate regla continuu între valoarea minimă și maximă. De asemenea, prin reglarea rezistenței serie R se poate limita puterea maximă a generatorului de tensiune.

Generatorul de tensiune GTT este folosit pentru comanda pe poartă. Generatorul poate fi programat să lucreze în unul din următoarele moduri :

— generator de curent sau generator de tensiune;

— polaritate pozitivă în raport cu borna de referință;

— polaritate negativă în raport cu borna de referință;

— programarea numărului de trepte ($1 \dots 10$ trepte);

— programarea nivelului treptei de tensiune sau curent;

— aplicarea treptelor de tensiune (curent) peste un nivel de referință continuu reglabil;

— aplicarea unui singur impuls comandat manual sau impulsuri continue sincronizate cu rețeaua.

Amplificatorul de tensiune AT acționează asupra baleiajului orizontal, deflexia pe orizontală fiind proporțională cu tensiunea la bornele dispozitivului. Factorul de amplificare se poate regla în trepte de la $0,1 \text{ V/div}$ la 200 V/div .

Amplificatorul de curent AC acționează asupra baleiajului vertical, deflexia pe verticală fiind proporțională cu curentul prin dispozitiv. Factorul de amplificare se poate regla în trepte de la $0,5 \mu\text{A/div}$ la 2 A/div .

Trasoarele de caracteristici sînt prevăzute cu borne de acces a penselor de măsură tipizate pe variante de capsulă. Contactele sînt de tip Kelvin (bornele de injectare a curentului sînt separate de bornele de măsură).

Măsurarea caracteristicilor inverse cu trasorul de caracteristici

Pentru vizualizarea caracteristicii $V_R(I_R)$ a unei diode sau tiristor se procedează astfel :

- se alege polaritatea corespunzătoare a generatorului de tensiune (cu borna plus spre catod).

- se alege modul de lucru (curent continuu sau curent alternativ),

- se alege factorul de amplificare al amplificatorului de tensiune,

- se alege factorul de amplificare al amplificatorului de curent.

Se crește nivelul tensiunii inverse aplicate dispozitivului obținându-se caracteristica $V_R(I_R)$ similară cu cea prezentată în figura 5.24.

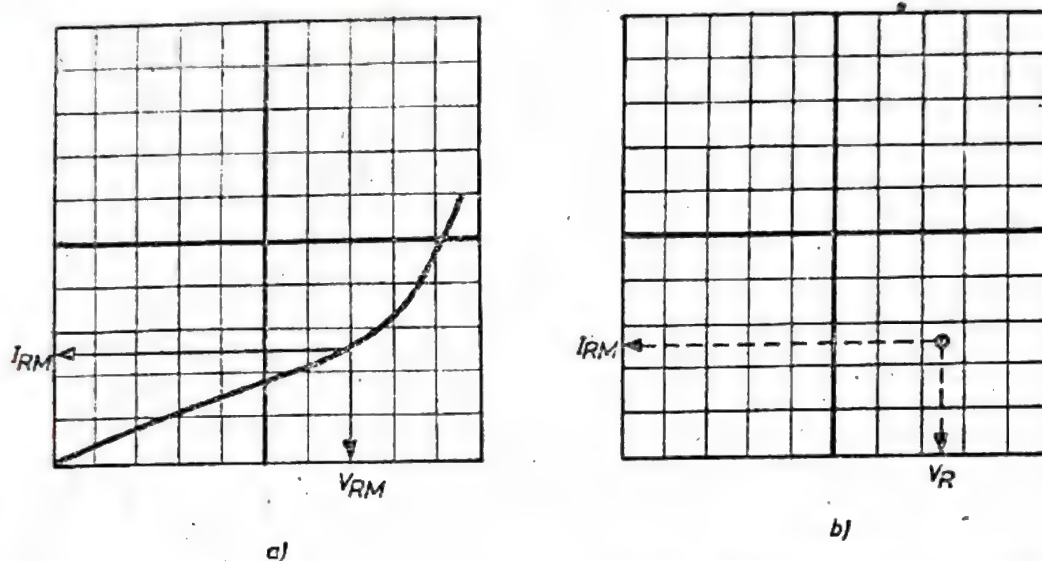


Fig. 5.24. Vizualizarea caracteristicii $V_R(I_R)$ pe trasorul de caracteristici : (a) Vizualizarea caracteristicii în curent alternativ semisinusoidal ; (b) Vizualizarea unui punct al caracteristicii în curent continuu.

Măsurarea caracteristicilor de blocare cu trasorul de caracteristici

Pentru vizualizarea caracteristicii $V_D(I_D)$ a unui tiristor sau triac se procedează astfel :

- se alege polaritatea corespunzătoare a generatorului de tensiune (cu borna plus spre anod) ;

- se alege modul de lucru (curent continuu sau curent alternativ) ;

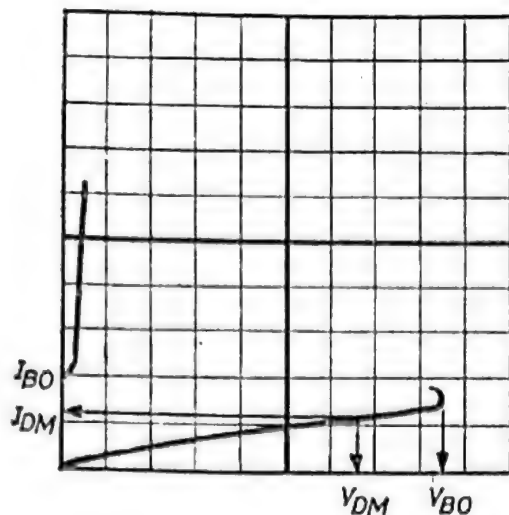
- se aleg factorii de amplificare pentru amplificatorul de tensiune și de curent ;

- se crește nivelul tensiunii de blocare aplicate.

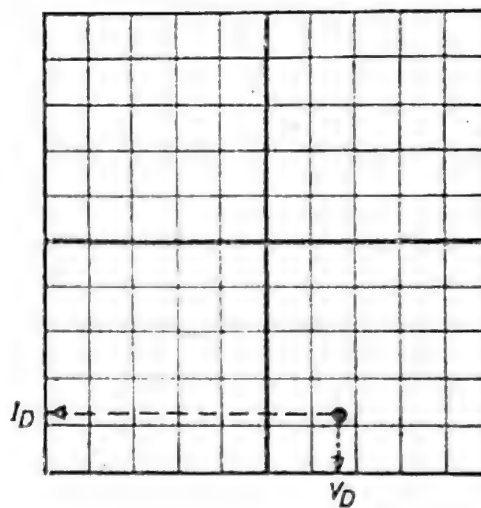
Caracteristica de blocare $V_D(I_D)$ obținută pe trasor are un aspect similar cu cel din figura 5.25.

Vizualizarea caracteristicilor de curent alternativ cu trasorul de caracteristici

Utilizând modul de lucru curent alternativ se pot vizualiza concomitent caracteristicile inverse și de blocare ale unui tiristor. În figura 5.26 este prezentată alura caracteristicilor de curent alternativ.



a)



b)

Fig. 5.25. Vizualizarea caracteristicii $V_D(I_D)$ pe trasorul de caracteristici.
(a) Vizualizarea caracteristicii în curent alternativ semisinusoidal; (b) Vizualizarea unui punct al caracteristicii în curent continuu.

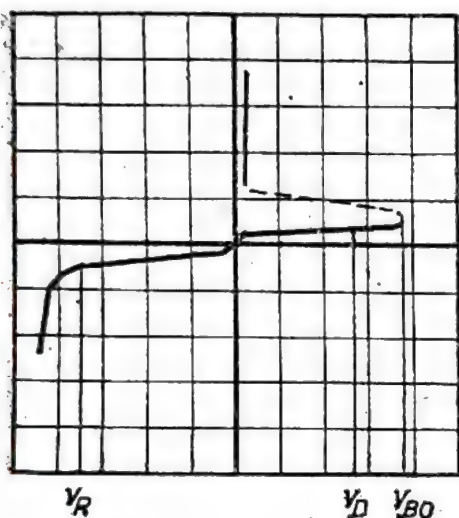


Fig. 5.26. Vizualizarea caracteristicii unui tiristor în curent alternativ pe trasorul de caracteristici.

Vizualizarea caracteristicilor de conducție pentru diode și tiristoare

Pentru vizualizarea caracteristicilor de conducție $V_F(I_F)$, respectiv $V_T(I_T)$ se procedează astfel:

- se alege polaritatea corespunzătoare a generatorului de curent (plusul la anod);
- se alege modul de lucru (curent continuu sau semisinusoidal);
- se alege semnalul de comandă pe poartă (număr de trepte: 1, nivelul treptei: $I_G = (2 \dots 5) I_{GT}$ al tipului de dispozitiv și polaritatea semnalului).

Aspectul caracteristicii de conducție vizualizat pe trasorul de caracteristici este cel din figura 5.27.

Metoda de măsurare în curent continuu prezintă dezavantajul unor erori de măsură mai mari datorită încălzirii dispozitivului în timpul măsurătorii.

Unele tipuri de trasoare (de exemplu TEKTRONIX 576) au prevăzut ca accesoriu un sertar de măsură la curenți mari (până la 200 A) care prin durată redusă a impulsurilor de curent (80 μ s) asigură condiții izoterme de măsură.

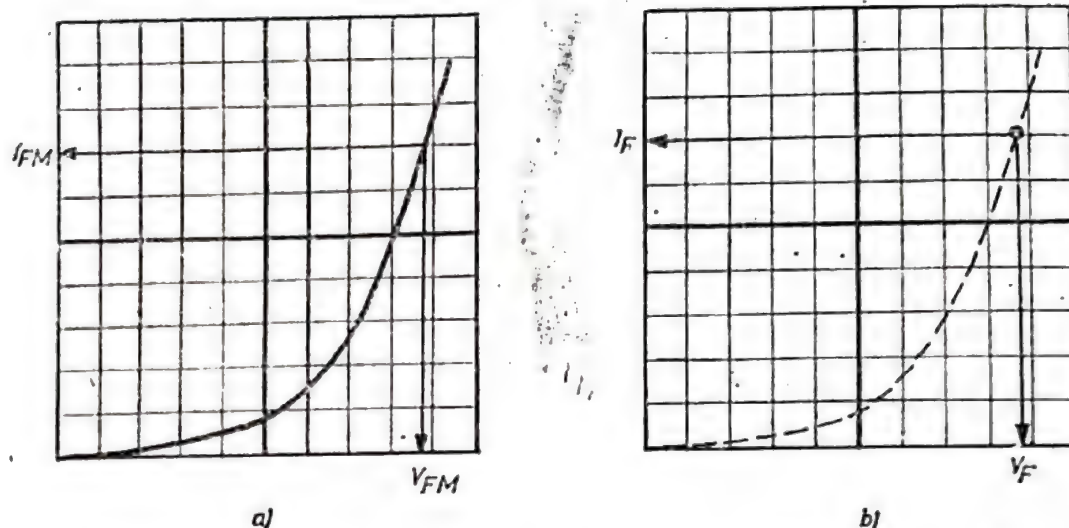


Fig. 5.27. Vizualizarea caracteristicii $V_F(I_F)$ pe trasorul de caracteristici. (a) Vizualizarea caracteristicii în curent alternativ semisinusoidal, (b) Vizualizarea unui punct al caracteristicii în curent continuu.

Măsurarea curentului de menținere I_H și de acroșaj I_L cu ajutorul trasorului de caracteristici

Pentru măsurarea curentului de menținere se procedează astfel :

- se selectează regimul de lucru în curent continuu
- se aplică tiristorului o tensiune anodică $V_a = 6 \text{ V}$
- se reglează rezistența serie la valoarea $R = 1 \Omega$
- se selectează regimul de comandă manuală cu un singur impuls pe poartă ($I_G > I_{GT}$ pentru tipul respectiv de tiristor).

Prin comandă manuală se aplică impulsul de comandă pe poartă. Tiristorul amorsează — spotul trece din poziția $V_a = 6 \text{ V}$, $I = 0$ în poziția $V_T = 1 \text{ V}$, $I_T = 1 \text{ A}$.

Acționând asupra butonului de reglare a tensiunii se reduce continuu nivelul curentului prin tiristor.

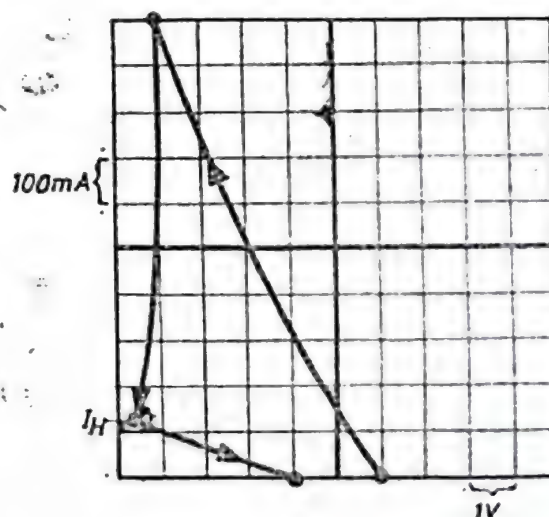


Fig. 5.28. Vizualizarea evoluției spotului la măsurarea curentului de menținere I_H pe trasorul de caracteristici.

Valoarea pentru I_H corespunde valorii minime a curentului prin tiristor pentru care acesta se menține în conducție. Coborînd sub această valoare spotul trece într-un punct de pe axa $I_T = 0$.

În figura 5.28 este reprezentată caracteristica vizualizată pe trasor la măsurarea acestui parametru.

Pentru măsurarea curentului de acroșaj, se procedează în mod similar, cu precizarea că inițial se reglează $V_a = 0$ V. Se crește puțin V_a și se aplică comanda manuală pe poartă: spotul va trece de pe axa $I_T = 0$ într-o poziție I_T, V_T . Dacă această nouă poziție nu se menține după încetarea comenzii pe poartă, se crește în continuare V_a până când spotul rămâne „agățat” într-un punct I_T, V_T stabil. Valoarea curentului pentru acest caz corespunde curentului de acroșaj I_L . În figura 5.29 este reprezentată evoluția spotului la măsurarea acestui parametru.

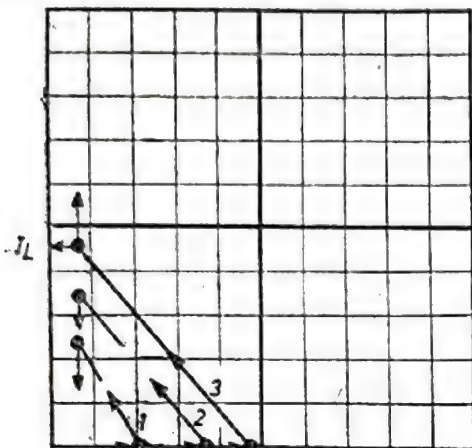


Fig. 5.29. Vizualizarea evoluției spotului la măsurarea curentului de acroșaj I_L pe trasorul de caracteristici.

Măsurarea caracteristicilor de poartă cu trasorul de caracteristici

Pentru măsurarea caracteristicilor de poartă I_{GT}, V_{GT} se procedează astfel:

- se selectează modul de lucru în curent continuu;
- se reglează tensiunea anodică la $V_a = 6$ V;
- se reglează rezistența serie la $R = 5 \Omega$;
- se selectează modul manual de comandă pe poartă.

Se aplică succesiv impulsuri de comandă (o treaptă) cu amplitudine din ce în ce mai mare (reglajul amplitudinii se poate face continuu prin referința de curent continuu). Valoarea amplitudinii curentului sau tensiunii de poartă care permite menținerea tiristorului sau triacului în stare de conducție corespunde curentului de amorsare I_{GT} sau tensiunii de amorsare V_{GT} .

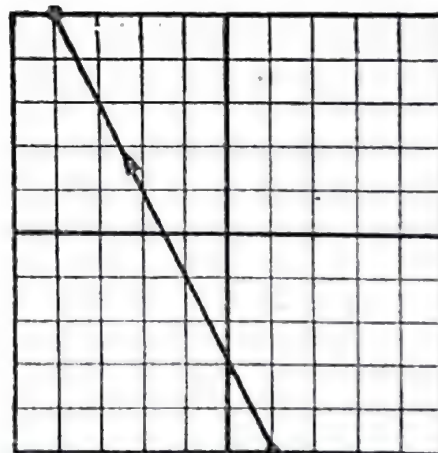


Fig. 5.30. Vizualizarea evoluției spotului la măsurarea caracteristicilor de poartă I_{GT} și V_{GT} pe trasorul de caracteristici.

În figura 5.30 este vizualizat momentul comutării tiristorului din punctul ($V_a = 6$ V, $I_T = 0$ A) în punctul ($V_T = 1$ V, $I_T = 1$ A).

Măsurarea caracteristicilor electrice pentru diode stabilizatoare de tensiune.

Trasorul de caracteristici permite măsurarea următoarelor caracteristici electrice pentru diode stabilizatoare: tensiunea de stabilizare nominală V_{ZT} , minimă V_{ZK} și rezistența dinamică pe caracteristica de stabilizare. Toate aceste caracteristici se obțin prin vizualizarea caracteristicii $V_Z(I_Z)$.

Pentru vizualizarea caracteristicii se procedează astfel:

- se selectează polaritatea generatorului de tensiune (borna plus la catodul diodei);
- se selectează modul de lucru: curent semisinusoidal
- se selectează factorii de amplificare pentru curent și tensiune.

Se crește progresiv tensiunea la bornele diodei până se obține caracteristica de stabilizare $V_Z(I_Z)$ similară cu cea din figura 5.31.

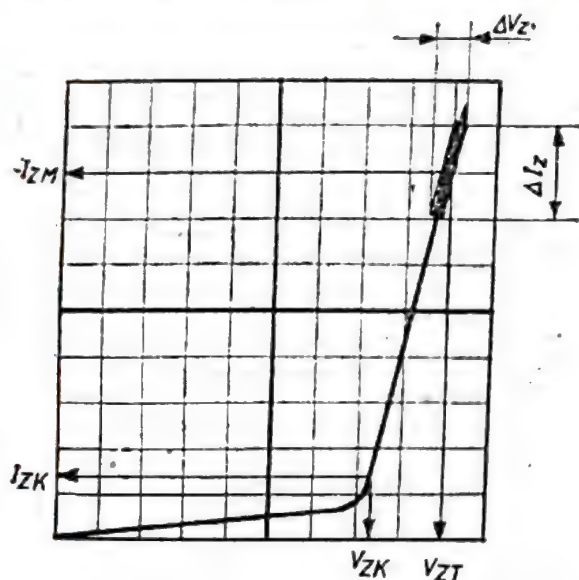


Fig. 5.31. Vizualizarea caracteristicii $V_Z(I_Z)$ a diodelor stabilizatoare de tensiune pe trasorul de caracteristici.

$$r_{ZI} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}$$

NOTĂ: Trasorul de caracteristici nu poate fi utilizat pentru măsurarea caracteristicilor de comutație (t_{rr} , t_r , Q_r , dv/dt , di/dt , etc.).

5.4. Măsurarea caracteristicilor termice

Măsurarea impedanței termice tranzitorii joncțiune-capsulă $Z_{th j-c}$

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea impedanței termice tranzitorii joncțiune-capsulă $Z_{th j-c}$ este cea din figura 5.32.

Temperatura joncțiunii fiind inaccesibilă măsurării directe se utilizează drept „termometru” un parametru electric măsurabil a cărui variație cu temperatura este cunoscută. În mod uzual acest parametru este tensiunea în conducție pe dispozitiv care prezintă o variație liniară cu temperatura ($\Delta V_F = \alpha_{VF} \Delta T$).

Generatorul de curent asigură curentul de conducție prin dispozitiv pentru două regimuri distincte:

- regimul de polarizare la un curent I_P care nu provoacă o încălzire semnificativă a dispozitivului. În mod uzual $I_P = 10 \dots 100$ mA, pentru

diode și $I_F = 100 \dots 1000 \text{ mA}$ pentru tiristoare și triace. Măsurarea parametrului sensibil cu temperatura V_F se face când dispozitivul de testat este polarizat cu curentul I_F .

— regimul de încălzire — când prin dispozitiv trece un curent de nivel mare ($I_c = 10 \dots 100 \text{ A}$) care determină încălzirea dispozitivului. Genera-

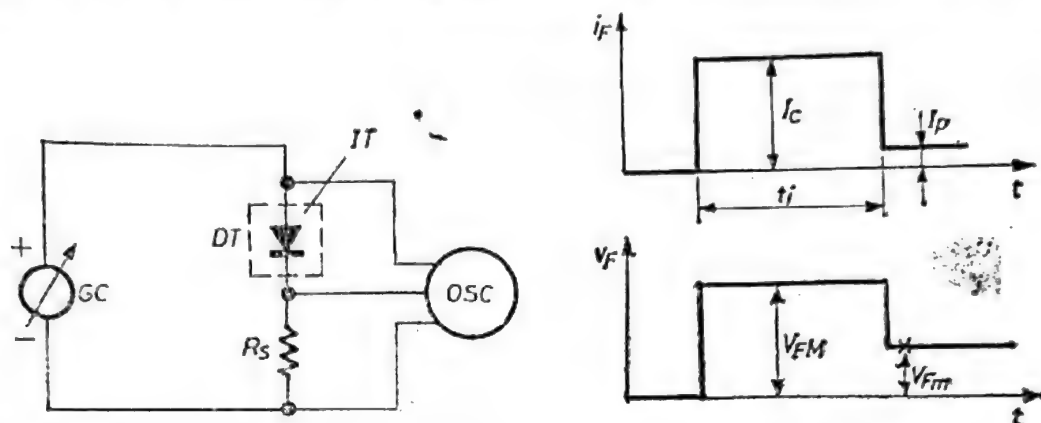


Fig. 5.32. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea impedanței termice a tranzistorii joncțiune-capsulă $Z_{th j-c}$. Formele de undă în timpul măsurătorii.

torul de curent permite reglarea nivelului și a duratei de aplicare a curentului de încălzire.

Măsurind tensiunea pe dispozitiv înainte și după aplicarea curentului de încălzire se poate calcula valoarea impedanței termice tranzistorii în funcție de durata impulsului de încălzire t_i .

Prin definiție :

$$Z_{th j-c}(t) = \frac{T_{vj}(t) - T_{vj}(0)}{P(t)}; \quad (5.16)$$

deoarece

$$T_{vj}(t) - T_{vj}(0) = \alpha_{VT}(V_{F2} - V_{F1}) = \alpha_{VF}\Delta V_F \quad (5.17)$$

$$P(t) = I_c V_{FM} \quad (5.18)$$

rezultă

$$Z_{th j-c}(t) = \frac{\alpha_{VF}\Delta V_F}{I_c V_{FM}} \quad (5.19)$$

în care ΔV_F , I_c și V_{FM} se citesc de pe formele de undă vizualizate pe osciloscop.

Pentru asigurarea preciziei de măsură trebuie respectate următoarele condiții :

— temperatura capsulei T_c va fi menținută constantă prin utilizarea unui radiator adecvat (de preferință răcit cu apă).

— măsurarea tensiunii V_{F2} se va face la un interval Δt de la anularea curentului de încălzire I_c ales astfel încât toate variațiile tensiunii V_F datorate fenomenelor tranzistorii electrice au dispărut dar temperatura joncțiunii nu scade semnificativ. În mod uzual $\Delta t = 50 \dots 80 \mu s$.

Prin măsurarea caracteristicii $Z_{th j-c}$ pentru valori diferite ale duratei curentului de încălzire se poate trasa curba completă $Z_{th j-c}(t)$. Pentru valori suficient de mari ale duratei impulsului de încălzire $Z_{th j-c}(t)$ devine constantă. Această valoare constantă este rezistența termică joncțiune-capsulă $R_{th j-c}$.

Metoda descrisă permite măsurarea caracteristicilor $Z_{th\ j-c}(t)$ și $R_{th\ j-c}$ cu o eroare ce poate fi greu coborâtă sub 5% din următoarele motive: coeficientul de variație al tensiunii în stare de conducție α_{VF} nu este același pentru toate dispozitivele dintr-un lot de fabricație: în calculul impedanței termice tranzitorii se utilizează 4 mărimi electrice afectate de erori de măsură (V_{F1} , V_{F2} , I_c și V_{FM}).

Pentru măsurarea cu o precizie mai ridicată a acestei caracteristici se poate utiliza o metodă derivată din cea prezentată anterior.

Schema de principiu a montajului care asigură această măsurare este cea din figura 5.33.

Generatorul de curent asigură aplicarea unui impuls de încălzire I_c cu durata t_i , urmată de aplicarea unui curent de polarizare I_P . Dispozitivul

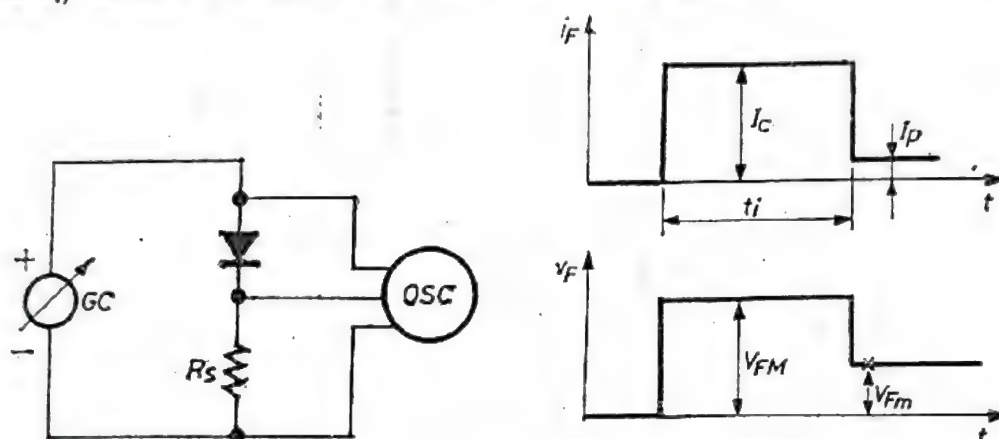


Fig. 5.33. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea rezistenței termice joncțiune-capsulă $R_{th\ j-c}$. Formele de undă în timpul măsurătorii.

de testat este introdus într-o incintă termostatăată cu temperatura reglabilă IT (în mod uzual o baie termostatăată cu ulei).

Secvența de măsură este următoarea:

— la temperatura $T_1 = T_a$ a incintei termostatate se aplică impulsul de încălzire I_c cu durata t_i . Se măsoară tensiunea în stare de conducție V_{FM} la curentul de polarizare I_P .

— se crește temperatura băii de ulei, măsurînd continuu tensiunea V'_{FM} la curentul de polarizare I_P .

În momentul în care $V_{FM} \equiv V'_{FM}$ se măsoară temperatura T_2 a băii de ulei (temperatura va fi crescută suficient de lent ca să se asigure atingerea echilibrului termic între dispozitiv și baia de ulei). Se calculează $Z_{th\ j-c}(t)$ cu relația:

$$Z_{th\ j-c}(t) = \frac{T_2 - T_1}{V_{FM} I_c(t)} \quad (5.21)$$

Valoarea astfel obținută este mai precisă deoarece nu intervine caracteristica α_{VF} , temperaturile T_1 și T_2 pot fi măsurate cu o precizie foarte bună.

Măsurarea impedanței termice tranzitorii radiator-ambient $Z_{th\ r-a}$

Măsurarea impedanței termice tranzitorii radiator-ambient constă în măsurarea evoluției temperaturii într-un punct specificat al radiatorului în condițiile în care dispozitivului i se aplică un impuls treaptă de putere.

Schema de principiu a montajului folosit este dată în figura 5.34.

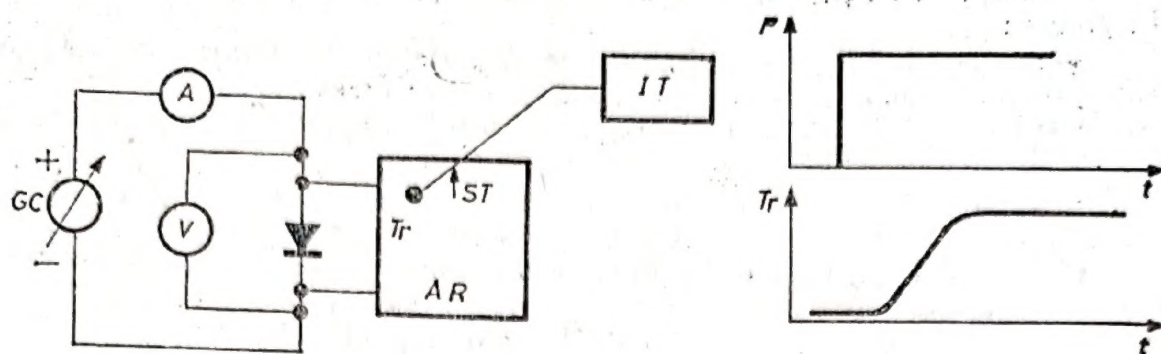


Fig. 5.34. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea impedanței termice tranzitorii a radiatoarelor. Formele de undă în timpul măsurătorii.

Se reglează nivelul curentului injectat în dispozitiv. Puterea disipată de dispozitiv este calculată cu valorile măsurate de ampermetru și voltmetru :

$$P = I_m V_m. \quad (5.22)$$

Temperatura măsurată continuu cu sonda de temperatură ST este înregistrată de înregistratorul de temperatură IT . Impedanța termică tranzitorie se calculează cu relația :

$$Z_{th\ r-a}(t) = \frac{T_r(t) - T_a}{P}. \quad (5.23)$$

În cazul în care ansamblul de răcire funcționează în regim de ventilație forțată, montajul se suplimentează cu un sistem de ventilație forțată (turbină sau ventilator) și cu aparate de măsură a vitezei, debitului și presiunii aerului de răcire (anemometre). Se măsoară variația $Z_{th\ r-a}$ în funcție de viteza (debitul) aerului de răcire. Pentru ansamblurile răcite cu lichid, montajul se suplimentează de asemenea cu debitlitre și cu sonde de temperatură pentru măsurarea temperaturii lichidului de răcire la intrarea și ieșirea din ansamblu de răcire.

Avînd în vedere capacitățile termice mari ale ansamblurilor de răcire, măsurarea completă a curbei $Z_{th\ r-a}(t)$ poate dura cca 2—3 ore.

Evident, valoarea la care se stabilizează curba $Z_{th\ r-a}(t)$ este rezistența termică radiator-ambiant $R_{th\ r-a}$.

Temperatura ambiantă se măsoară la o distanță de cca 30—50 cm de ansamblul de răcire.

Montajul poate fi folosit și pentru măsurarea rezistenței termice a contactului dispozitiv-radiator $R_{th\ c-r}$. În acest scop se utilizează două termometre care permit măsurarea temperaturii în punctul specificat pe capsulă și într-un punct specificat pe radiator.

5.5. Verificarea caracteristicilor funcționale și de durabilitate

Verificarea caracteristicilor funcționale și de durabilitate presupune încărcarea electrică și/sau termică a dispozitivelor la parametri apropiați sau identici cu cei nominali pe o durată de timp dată urmată de controlul performanțelor dispozitivelor. Se verifică astfel aptitudinea dispozitivelor de a îndeplini funcție principală pentru care au fost create.

Această verificare se execută în cadrul încercărilor de tip (periodice) și de omologare. În funcție de dispozitivul de putere distingem următoarele încercări :

— încercări de suprasarcină accidentală de curent sau de putere (specifice dispozitivelor redresoare) descrise în capitolul 5.3;

— încercări de oboseală termică — specifice dispozitivelor redresoare de putere medie și mare;

— încercări în regim de redresare — specifice dispozitivelor redresoare de mică și medie putere (foarte rar și de mare putere);

— încercări în regim de blocare la cald — specifice dispozitivelor redresoare;

— încercări în regim de stocare la cald — pentru toate dispozitivele;

— încercări în regim de stabilizare — pentru diodele stabilizatoare;

— încercări de funcționare în circuite speciale de test — pentru diace și alte dispozitive speciale de comandă sau protecție.

În continuare vor fi prezentate încercările de anduranță practicate pentru dispozitivele semiconductoare de putere, la *IPRS-BĂNEASA*. Aceste încercări sînt asemănătoare cu cele recomandate în publicația *CEI 174-4/1976*.

5.5.1. Încercarea în regim de redresare

Această încercare este folosită la verificarea dispozitivelor redresoare : diode, tiristoare și punți redresoare. Solicitarea componentei este deosebit de complexă. Astfel, dispozitivul este supus unui regim de încărcare electrică (vezi figura 5.35a), așa încît $T_{vj} \approx T_{vj \max}$.

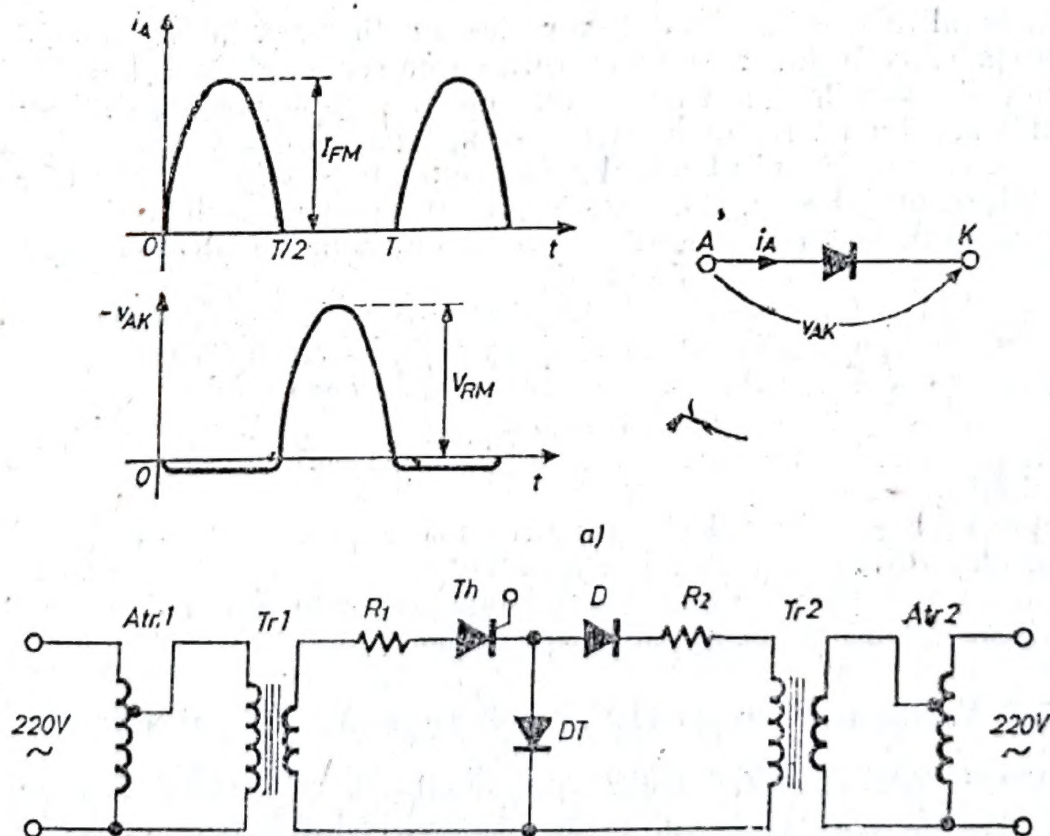


Fig. 5.35. Schema circuitului pentru încercarea de funcționare în regim de redresare.

Schema circuitului electric de încercare este dată în figura 5.35b.

Schema folosită prezintă avantajul economisirii energiei de încercare, prin folosirea a două surse de alimentare pentru dispozitivul testat (DT): sursa 1 ($Atr. 1$ și $Tr. 1$) asigură curentul direct de conducție I_{FM} , iar sursa 2 ($Atr. 2$ și $Tr. 2$) asigură tensiunea de blocare. Funcționarea circuitului are loc în modul următor. Pe prima semiperioadă ($0, T/2$) tiristorul Th este deschis și se aplică diodei DT tensiunea de la sursa 1 (de mică impedanță internă) provocând trecerea curentului semisinusoidal de amplitudine I_{FM} ($R_2 \gg r_F$; r_F — rezistența echivalentă a dispozitivului testat în conducție). În timpul semiperioadei următoare tiristorul Th se blochează, ceea ce face ca tensiunea generată de sursa 2 să fie aplicată dispozitivului testat.

Încercarea are o durată de 1000 ore. Pentru evidențierea eventualelor modificări ale performanțelor dispozitivului testat, se execută la finele celor 1000 ore și pe parcursul lor (la 2...3 momente diferite) măsurarea parametrilor principali ai componentei.

5.5.2. Încercarea de oboseală termică

Încercarea se aplică numai dispozitivelor de putere, la care încălzirea datorată funcționării este mai mare de $30 \dots 50^\circ\text{C}$, la joncțiune. Încercarea mai este cunoscută și sub denumirea de *ciclare termică prin curent*, denumire mai sugestivă în ceea ce privește modul de realizare al încercării.

Astfel, încercarea constă în încălzirea și răcirea succesivă a componentei, cu un ecart de temperatură al capsulei sau joncțiunii, ΔT , prescris. Încălzirea se face, în general, prin trecerea curentului prin dispozitiv, iar răcirea se face forțat prin ventilare sau cu apă, curentul de încălzire fiind întrerupt. Perioadele de încălzire și respectiv răcire trebuie să fie aproximativ egale. Durata unui ciclu complet trebuie să fie de $1 \dots 10$ minute pentru a conserva mecanismul de defectare vizat. Numărul de cicluri executat este de $1000 \dots 5000$.

5.5.3. Încercarea de blocare la cald

Este întâlnită numai în cazul diodelor și tiristoarelor și constă în menținerea acestora sub tensiune (semisinusoidală sau continuă) în regim de blocare și la temperatură ridicată (în general $T_c \approx T_{c\max}$ sau $T_a \approx T_{a\max}$). Încercarea durează 1000 ore. Ea este deosebit de dură, atât pentru diode cât și pentru tiristoare. La finele încercării, precum și pe parcursul ei (la 2...3 momente diferite de timp) se execută măsurarea parametrilor principali ai componentelor, pentru evidențierea eventualelor modificări sau defecte.

5.5.4. Încercarea de stocare la cald

Constă în menținerea componentelor timp de 1000 ore, la temperatura ambiantă maximă permisă. Este folosită pentru evidențierea proceselor de degradare activate de temperatură. În cazul acestei încercări simple se pot aplica mai ușor criterii de accelerare, în vederea scurtării timpului de solicitare.

5.5.5. Încercarea de funcționare în regim de stabilizare

Este folosită pentru verificarea comportării diodelor stabilizatoare și diodelor cu tensiune de referință. Constă în aplicarea curentului de sta-

bilizare maxim specificat în condiții de răcire asigurate, timp de 1000] ore. Se execută măsurători la 1000 ore, precum și la 2...3 momente de timp diferite, pe parcursul încercării, pentru toți parametrii principali.

5.5.6. Încercări de funcționare în circuite speciale de test

Pentru reproducerea condițiilor de solicitare din exploatare, încercările dispozitivelor speciale (de comandă și de protecție) se fac în circuite speciale care reprezintă în fond replica simplificată a circuitelor reale. Durata acestor încercări este de 1000 ore.

5.6. Verificarea fiabilității

Fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare de putere este exprimată prin rata de defectare în timp. Condiția tehnică de fiabilitate conține, pe lângă valoarea ratei de defectare și alte precizări asociate, fără de care aceasta ar fi greu de verificat. Acestea sînt :

- *tipul funcției de fiabilitate $R(t)$:*
- *nivelul de încredere asociat valorii garantate a ratei de defectare :*
- *intervalul de timp asociat ratei de defectare garantate :*
- *solicitarea aplicată ;*
- *criteriile de defectare aplicate.*

Rata de defectare se calculează pe baza rezultatelor unor teste de verificare care pot fi de trei tipuri :

- teste cenzurate : încercarea se oprește cînd s-a realizat numărul de defecte stabilit ;
- teste trunchiate : încercarea se oprește cînd s-a realizat timpul stabilit ;
- teste combinate : încercarea se oprește cînd se realizează primul din cele două evenimente — numărul fixat de defecte sau timpul de încercare.

Pentru dispozitivele de putere funcția de fiabilitate exponențială modelează foarte bine defectarea în timp a acestora. În consecință, rezultă că *rata de defectare este constantă în timp.*

Nivelul de încredere asociat valorii garantate a ratei de defectare este 90%, iar durata încercărilor trunchiate este 5000 ore.

Solicitările aplicate sînt simple sau combinate :

- stocare la temperatura maximă a joncțiunii ($100^{\circ}\text{C} \dots 175^{\circ}\text{C}$) ;
- blocare la cald : componentele sînt menținute la cald așa încît joncțiunea să aibă aproximativ temperatura maximă permisă, cu aplicarea tensiunii inverse nominale sau a unei fracțiuni din ea ;
- redresare : componentele sînt supuse unui regim electric de redresare, așa încît joncțiunea ajunge în vecinătatea temperaturii maxime permise, prin alegerea adecvată a condițiilor de răcire ;
- funcționare în regim de stabilizare la o putere care asigură atingerea temperaturii maxime a joncțiunii.

Criteriile de defectare, *extrem de severe*, sancționează ca defect un dispozitiv semiconductor de putere dacă cel puțin unul din parametrii săi principali a depășit specificațiile documentului său normativ.